Andrzej Janeczek SP 5 AHT

KONSTRUKCJE KRÓTKOFALARSKIE dla zaawansowanych

WKŁ

WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI I ŁĄCZNOŚCI WARSZAWA

Spis treści

Przedmowa

Książka, którą oddaję do rąk Czytelników, jest niejako kontynuacją mojej pierwszej pracy: *Konstrukcje krótkofalarskie dla początkujących.* Znajdują się tutaj opisy urządzeń, których konstruowanie wymaga pewnego doświadczenia, głównie w uruchamianiu układów. Myślę, że również wytrwali, początkujący krótkofalowcy znajdą dla siebie rozwiązania, których budowa sprawi im wiele satysfakcji. Chciałbym jednak zwrócić uwagę, że urządzenia należy budować w sposób przemyślany i stopniowo, zaczynając od układów prostych. Zawsze należy dążyć do samodzielnego ukończenia konstrukcji, mimo że nieraz jeszcze w trakcie budowy pojawiają się nowe koncepcje.

W książce nie opisałem przyrządów pomiarowych, ponieważ opisy wielu z nich zamieściłem w poprzedniej pracy. Ze względu na ograniczoną objętość książki zrezygnowałem również z przedstawienia konstrukcji UKF oraz schematów urządzeń fabrycznych i demobilowych.

Obok moich rozwiązań wykorzystałem szereg materiałów udostępnionych mi przez Kolegów: SP2II, SP3ABG, SP5INV, SP5CIB, SP6HUK, SP9EEP, OZ1JU, OZ1ETU. Chciałbym im, jak również wszystkim tym, którzy przyczynili się do powstania tej książki, serdecznie podziękować.

Legionowo *Autor*

1

Amatorskie transceivery KF

1.1. Wprowadzenie

Podstawowym dziś sprzętem używanym przez krótkofalowców na całym świecie są urządzenia nadawczo-odbiorcze zwane transceiverami. Zawdzięczają one swój rozwój technice jednowstęgowej (SSB), dzięki której stało się możliwe stosowanie drogich filtrów kwarcowych zarówno w nadajniku, jak i w odbiorniku, generatorów BFO i VFO oraz powszechnie obowiązującej pracy na jednej wspólnej częstotliwości.

W transceiverach stało się możliwe dwustronne wykorzystanie — do nadawania i odbioru — wielu elementów i układów, w tym głównie filtru kwarcowego SSB. Istnieje wiele przeróżnych sprawdzonych układów amatorskich transceiverów. Prostsze układy, w tym również bez filtrów kwarcowych z bezpośrednią przemianą częstotliwości, były już wcześniej opisane w [11].

Dalej zostaną przedstawione opisy układów z pojedynczą oraz podwójną przemianą częstotliwości z różnym stopniem wspólnego wykorzystania układów.

Przed przystąpieniem do wyboru układu, który będziemy chcieli zbudować, należy dobrze się zastanowić i dokładnie sprecyzować swoje wymagania. Należy brać tu pod uwagę takie czynniki, jak możliwości czasowe, sprzętowe czy finansowe, nie mówiąc już o doświadczeniu. Warto podać w tym miejscu, dla mniej doświadczonych konstruktorów, kilka praktycznych wskazówek, które mogą być pomocne przy wyborze układu i później przy jego konstruowaniu.

Warto pamiętać, że podwójne wykorzystanie niektórych stopni czyni transceiver urządzeniem kompromisowym pod względem możliwości uzyskania jego maksymalnych parametrów. Polecić można wykorzystywanie do odbioru i nadawaniu jedynie tych stopni czy podzespołów, które spełniają w obu przypadkach identyczną funkcję. Trzeba przestrzec przede wszystkim przed podwójnym wykorzystywaniem obwodów rezonansowych. Charakterystyki obwodów *LC* zależą od obciążenia i trudno jest zapewnić, by były jednakowe zarówno przy nadawaniu, jak i odbiorze. Również trudno sobie wyobrazić możliwość poprawnego wykorzystania na przykład drivera jako niskoszumnego odbiorczego wzmacniacza w.cz. Wiele trudności można wyeliminować stosując maksymalnie rozdzielone tory odbioru i nadawania. Prowadzi to jednak do komplikacji układu i podnosi jego koszty, ale należy brać to pod uwagę chcąc osiągnąć wysokie parametry techniczne.

Kolejną sprawą po wyborze układu jest jego realizacja praktyczna. Powszechne dążenie do umieszczania wewnątrz obudowy transceivera zasilacza, stopnia mocy, czy głośnika ma swoje dobre strony, bo prowadzi do zwartej konstrukcji, bardzo potrzebnej zwłaszcza w ciasnych pomieszczeniach. Urządzenia takie nie zawsze są udane, zwłaszcza kiedy są budowane przez mało doświadczonych konstruktorów. Umieszczony w niewłaściwym miejscu lub źle zaekranowany transformator zasilacza sieciowego może powodować trudny do usunięcia przydźwięk czy dewiację częstotliwości sygnału. Podobnie wygląda sprawa ze stopniem mocy. Wzmacniacz, zwłaszcza lampowy dużej mocy, często jest powodem szkodliwych sprzężeń lub poprzez silne nagrzewanie prowadzi do zmiany punktów pracy innych stopni i zmian częstotliwości generatorów. Również źle dobrany głośnik i jego niestaranne zamocowanie mogą być przyczyną zniekształceń sygnału czy dewiacji częstotliwości. Tak więc dla mniej doświadczonych krótkofalowców korzystniej

jest zbudować transceiver QRP bez zasilacza i wzmacniacza mocy. Taki transceiver będzie łatwiejszy w wykonaniu, a będzie doskonale nadawał się również do pracy terenowej przy zasilaniu z akumulatora. Wystarczy tu 2÷3 W, aby przy pomocy dodatkowego wzmacniacza uzyskać moc kilkudziesięciu watów i pracować zgodnie z posiadaną licencją z domowego QTH.

1.2. Minitransceiver BARTEK na pasma 160 i 80 m

Minitransceiver BARTEK jest jedną z udoskonalonych wersji minitransceivera prezentowanego na Krajowym Konkursie Twórczości Krótkofalarskiej w 1985 roku. Główną zmianą jest zastosowanie — zamiast fabrycznego filtru PP9 — filtru wykonanego w oparciu o rezonatory piezoceramiczne RF-02 oraz przystosowanie urządzenia do pracy w pasmach 160 i 80 m. Wykonanie filtru z popularnych rezonatorów piezoceramicznych znacznie obniżyło koszty urządzenia przy zachowaniu zadowalających parametrów elektrycznych.

Urządzenie to można polecić do wykonania młodym konstruktorom, którzy dysponują skromnymi funduszami oraz dość łatwo zniechęcają się napotykając liczne przeszkody związane z tym, że nieomal wszystkie pozostałe opisy transceiverów w tej książce dotyczą konstrukcji bardziej skomplikowanych, wymagających większego doświadczenia, pracochłonnych i kosztownych.

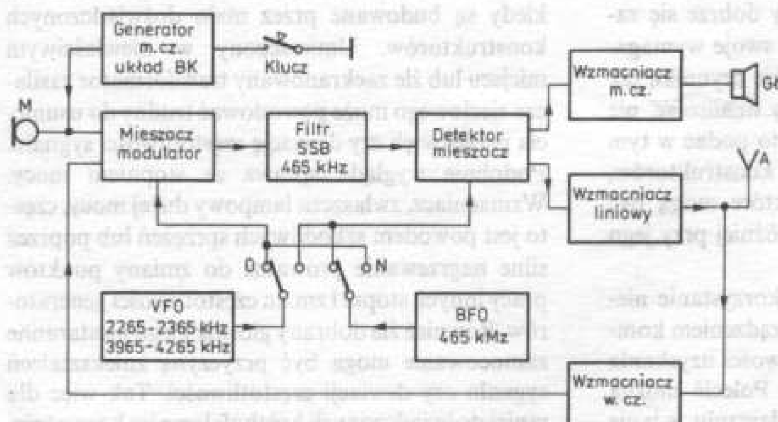
Podstawowe dane techniczne minitransceivera:

— częstotliwość pracy: 1800÷1900 kHz i 3500÷÷3800 kHz,
— moc wyjściowa nadajnika około 2 W,
— tłumienie wstęgi bocznej około 30 dB,
— tłumienie fali nośnej około 40 dB,
— czułość odbiornika około 0,5 μV dla $S/N = 10$ dB,
— szerokość pasma około 2,5 kHz przy −6 dB,
— moc wyjściowa m.cz. odbiornika około 0,5 W,
— możliwość pracy SSB (LSB) oraz CW za pośrednictwem kluczowanego generatora akustycznego 1,8 kHz,
— zasilanie całego urządzenia z zewnętrznego zasilacza stabilizowanego 12 V lub akumulatora 12 V,
— pobór prądu przy odbiorze około 180 mA, przy nadawaniu zaś 0,5 A,
— uruchomienie nadajnika przy pracy SSB przyciskiem przy mikrofonie, a przy pracy CW za pośrednictwem układu BK,
— wymiary zewnętrzne obudowy około 170×170×60 mm.

Schemat blokowy urządzenia zbliżony jest do układu transceivera ATLAS. Zasadnicza różnica między tymi transceiverami polega na zastąpieniu pierścieniowych mieszaczy-modulatorów diodowych popularnymi układami scalonymi UL1242N (TBA120S, A220). Dzięki temu można było ograniczyć liczbę części składowych (układy UL1242 w zastosowanym układzie dają wzmocnienie napięciowe ok. 60 dB, w przeciwieństwie do mieszaczy diodowych, na których następuje strata wzmocnienia ponad 6 dB) przy nieco tylko gorszych właściwościach dynamicznych i mniejszej odporności na modulację skrośną.

Schemat blokowy urządzenia przedstawiono na rys. 1.1, a schemat ideowy na rys. 1.2a.

Sygnał z anteny jest podawany poprzez tłumik regulowany — potencjometr *P2* — na filtr dwuobwodowy. Zmiana częstotliwości obwodów rezonansowych jest uzyskiwana przez dołączenie dodatkowych kondensatorów (470 pF) dla pasma 160 m przy pomocy przekaźników kontaktronowych *K9/3*. Przy pracy w pasmie 80 m kondensatory te są odłączane, a obwody pracują w rezonansie z pojemnościami 150 pF i pojemnościami montażowymi. Zabezpieczenie odbiornika przed przeciążeniem podczas nadawania uzyskano przez zwieranie wejścia do masy przy pomocy styków przekaźnika *MT6*. Tranzystor *T1* (BF 256) pracuje jako wzmacniacz w.cz. odbiornika w układzie szero-

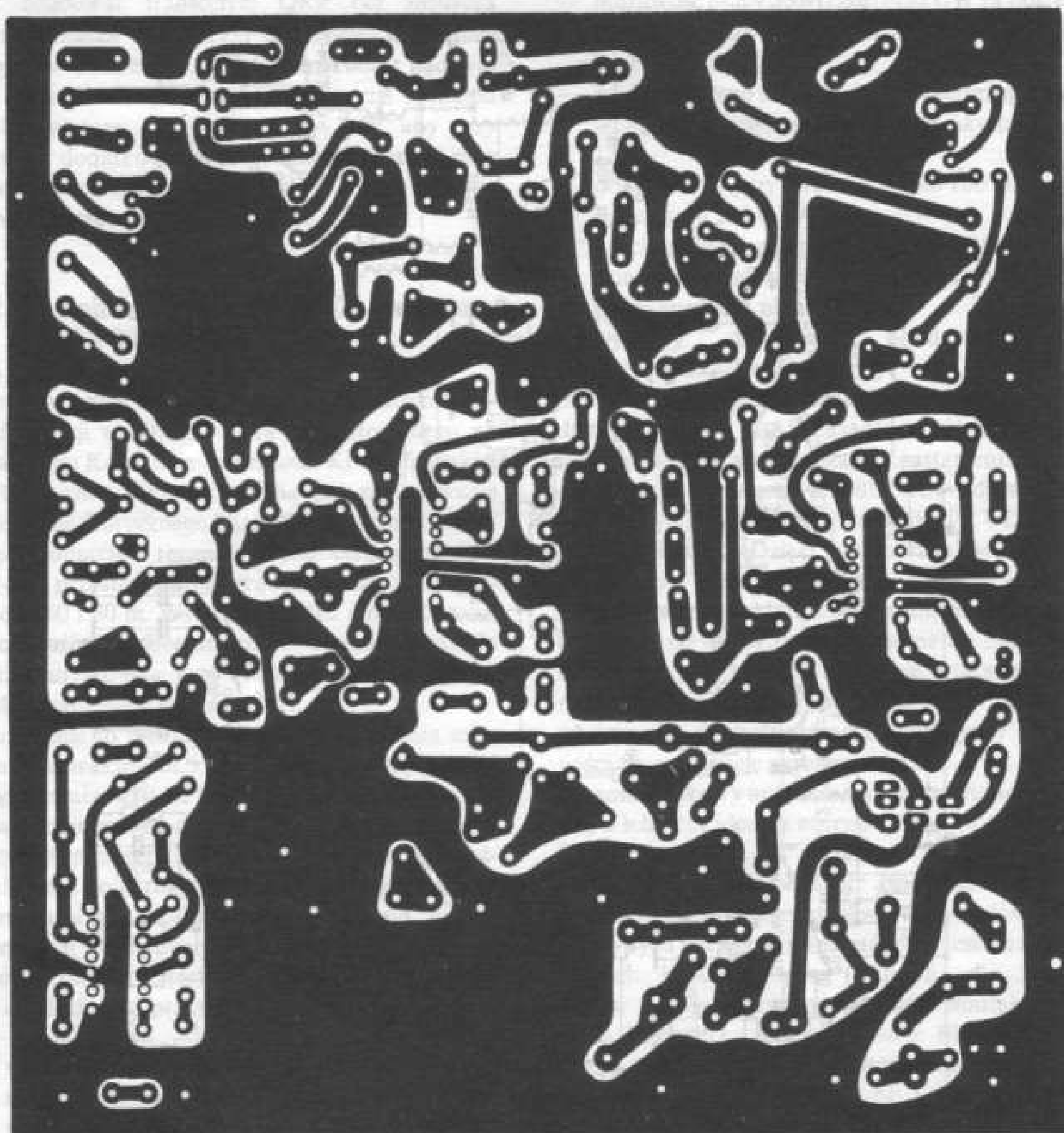


Rys. 1.1. Schemat blokowy minitransceivera BARTEK



Rys. 1.2. Minitransceiver BARTEK
a) schemat ideowy

b



Rys. 1.2. b) płytka drukowana minitransceivera

kopasmowym. Podczas odbioru *US1* pracuje jako mieszacz zrównoważony. Potencjometr 1 MΩ służy do zrównoważenia układu po stronie prądu stałego. Dioda *D5* spolaryzowana jest zaporowo, co zapewnia maksymalne wzmocnienie układu scalonego. Dopasowanie impedancji wyjściowej mieszacza (około 2,7 kΩ) do impedancji 150 Ω filtru SSB złożonego z trzech rezonatorów RF-02 przeprowadzono poprzez odczep na obwodzie rezonansowym. Z drugiej strony filtr jest obciążony rezystorem 150 Ω. Dopasowanie tych impedancji (tak wejściowej, jak i wyjściowej) jest bardzo ważne ze względu na uzyskanie odpowiedniej charakterystyki filtru.

Układ scalony *US2* pracuje jako detektor zrównoważony, a z jego wyjścia sygnał m.cz. steruje przedwzmacniacz m.cz. na pojedynczym tranzystorze układu UL1242 (wyprowadzenia *3*, *4*, *12*) poprzez dławik filtrujący 1 mH. Sygnał m.cz. wzmocniony o około 20 dB i częściowo ograniczony powyżej częstotliwości 3 kHz (dzięki dławikowi *Dł2* i kondensatorom 22 nF i 1,5 nF) zostaje poprzez potencjometr siły głosu *P1* podany na wzmacniacz mocy m.cz. *US3* (UL1490). Kondensatory w pętli sprzężenia zwrotnego (330 pF i 1,5 nF) kształtują charakterystykę mocy wyjściowej w funkcji częstotliwości od strony wyższych wartości, natomiast kondensator 22 μF obcina niskie częstotliwości.

Podczas nadawania *US1* pracuje jako modulator zrównoważony. Tłumienie fali nośnej na wyjściu wynosi około 30 dB (równoważenie potencjometrem 1 MΩ). Dodatkowe tłumienie około 10 dB

Rys. 1.2. c) rozmieszczenie elementów na płytce drukowanej

zapewnia filtr z rezonatorów piezoceramicznych. Pojedynczy tranzystor układu UL1242 został wykorzystany jako wzmacniacz mikrofonowy w układzie OE. Wzmocnienie tego tranzystora (około 15 dB) w zupełności wystarcza do wysterowania modulatora z mikrofonu dynamicznego lub z popularnej wkładki telefonicznej, np. W66. Napięcie modulujące jest podawane na wyprowadzenie 7 układu *US1* poprzez dwójnik *RC* (1 kΩ, 0,1 μF). Ograniczenie sygnału modulującego powyżej 3 kHz, polepszające jakość emisji SSB, uzyskano dzięki zastosowaniu ujemnego sprzężenia zwrotnego przez włączenie kondensatora między kolektor a bazę oraz dzięki podłączeniu mikrofonu za pośrednictwem filtru typu π. Skuteczne zmniejszenie amplitudy sygnału wyjściowego *US1* następuje dzięki dodatkowej rezystancji zewnętrznej dołączanej do wyprowadzenia *5* (dioda *D5* jest w tym przypadku spolaryzowana w kierunku przepustowym).

Mieszacz *US2* jest wykonany identycznie jak modulator w układzie formowania sygnału, toteż na jego wyjściu występuje znikoma wartość niepożądanych częstotliwości. Zrównoważenie układu przeprowadzono podobnie jak w *US1* potencjometrem 1 MΩ. Trzystopniowy wzmacniacz wyjściowy zrealizowano na tranzystorach *T2*, *T3*, *T4*. Poprzez dobór odpowiedniego punktu pracy wszystkie stopnie pracują liniowo, zapewniając małe zniekształcenie i duże wzmocnienie. Sprzężenie między *T3* i *T4* jest dokonane za pomocą filtru dwuobwodowego, który pracuje w pasmie 80 m, a po załączeniu dodat-

kowych kondensatorów przekaźnikiem kontaktronowym *K9/3* — w pasmie 160 m. W kolektorze tranzystora *T3* znajduje się szerokopasmowy transformator w.cz., którego wtórne uzwojenie steruje bazę stopnia wyjściowego. W stopniu mocy pracuje tranzystor *p-n-p* typu BD 355 w układzie z uziemionym kolektorem (obudowa przykręcona bezpośrednio do tylnej ścianki transceivera, stanowiącej radiator). Spolaryzowana w kierunku przewodzenia dioda *D4* umieszczona w pobliżu tranzystora *T3* zapewnia jego częściową ochronę przed przeciążeniami. Wzrost temperatury tranzystora powoduje zmniejszenie się przedpięcia, a zatem i prądu spoczynkowego tranzystora. Dopasowanie impedancji wyjściowej tranzystora mocy do impedancji obciążenia (anteny 75 Ω) uzyskano za pomocą odczepu na cewce L_3. Obwód ten jest zestrojony w okolicy 3,7 MHz. Trzeci styk przekaźnika kontaktronowego *K9/3*, pracującego przy odbiorze, dołącza dodatkowy kondensator, obniżając częstotliwość rezonansową obwodu do wartości około 1,85 MHz.

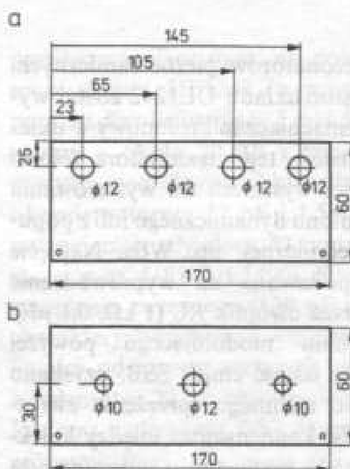
Generator fali nośnej o częstotliwości 465 kHz (przy odbiorze generator BFO) pracuje w układzie prostego generatora z tranzystorem *T5* sterowanego rezonatorem piezoceramicznym RF-02. Ponieważ napięcie na wyprowadzeniu *14* układu UL1242 nie powinno przekraczać 50 mV, zastosowano w emiterze dzielnik oporowy.

Generator VFO pracuje na częstotliwości większej od odbieranej o wartość częstotliwości pośredniej, czyli 2265÷2365 kHz dla pasma 160 m oraz 3965÷4265 kHz dla pasma 80 m, dzięki czemu zapewniona jest właściwa wstęga odbieranego sygnału (LSB). Pracuje on w stabilnym układzie Seilera z tranzystorem *T6*. Po generatorze następuje separator na tranzystorze *T7* w układzie OC. Dzielnik napięcia w emiterze tego tranzystora, podobnie jak w generatorze fali nośnej, zapewnia odpowiednią amplitudę sygnału wyjściowego. Zmianę sygnałów z BFO i VFO podczas nadawania i odbioru zrealizowano poprzez odpowiednie połączenie przekaźnika *MT6*.

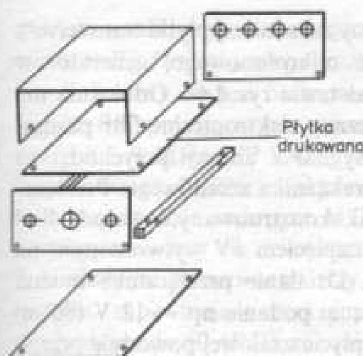
W celu uniezależnienia się od wahań napięcia zasilającego, które w zdecydowany sposób mogłoby wpływać na stabilność częstotliwości urządzenia, obydwa generatory zasilane są z prostego stabilizatora szeregowego na tranzystorze *T8*.

Podczas pracy na telegrafii zamiast sygnału z mikrofonu zostaje podany sygnał sinusoidalny o częstotliwości 1,8 kHz z prostego generatora *RC* na tranzystorze *T9*. Układ ten jest załączany przy pomocy klucza telegraficznego. W momencie pierwszego naciśnięcia klucza zostaje — oprócz generatora — załączony również przekaźnik *MT6* (przełączający transceiver na nadawanie) za pośrednictwem tranzystora *T10* (tzw. układ BK). Po zwolnieniu klucza przekaźnik przełącza transceiver na odbiór z opóźnieniem około 0,3 s. Stała czasowa zależy od pojemności kondensatora w obwodzie bazy tego tranzystora oraz indukcyjności uzwojeń przekaźnika.

Cały transceiver zmontowany jest na jednej płytce jednostronnie foliowanej miedzią o grubości 1,5 mm. Układ ścieżek przedstawiono na rys. 1.2b, a rozmieszczenie elementów na rys. 1.2c. Płytka montażowa przymocowana jest czterema wkrętami M3 do nagwintowanych otworów w mosiężnych prętach o przekroju kwadratowym 7 × 7 mm. Końce prętów zostały również nawiercone i nagwintowane M3 celem przymocowania przedniej i tylnej ścianki. Rozmieszczenie otworów w ściankach obudowy przedstawiono na rys. 1.3. Taka konstrukcja mechaniczna jest prosta do wykonania w warunkach amatorskich, a jednocześnie jest dostatecznie sztywna, zapewniając dobry dostęp do wszystkich elementów i punktów lutowniczych. Górna część obudowy oraz ścianki boczne urządzenia są wygięte w kształcie litery U z jednego kawałka blachy aluminiowej o grubości 1 mm i przykręcone z boku do mosiężnych prętów. Natomiast spód obwodowy jest wykonany z blachy nieco grubszej (2 mm) i przykręcony do wystających wkrętów mocujących płytę montażową. Sposób montażu obudowy ilustruje rys. 1.4. Do płyty czołowej przykręcone są dwa potencjometry (regulator wzmocnienia m.cz. i tłumik antenowy) i dwa przełączniki (przełącznik pasm 160/80 m i pracy SSB/CW) oraz kondensator zmienny z przekładnią 3:1 z popularnych odbiorników radiofonicznych. Zastosowanie takiej właśnie przekładni było podyktowane chęcią maksymalnego uproszczenia konstrukcji i obniżenia jej kosztów. Oczywiście znacznej poprawie ulegnie komfort pracy na tym transceiverze przy zastosowaniu przekładni planetarnej lub na łożyskach



Rys. 1.3. Części składowe obudowy
a) ścianka przednia, b) ścianka tylna



Rys. 1.4. Sposób montażu obudowy

kulkowych. Do płyty tylnej przykręcone są gniazda: antenowe, głośnika, zasilania i mikrofonowe.

Sposób wykonania cewek wykorzystanych w transceiverze zestawiono w tablicy 1.1. Liczby zwojów należy traktować orientacyjnie i wskazane byłoby dobranie ich przy pomocy GDO.

Przed wlutowaniem rezonatorów piezoceramicznych należy je dobrać, najlepiej przez dołączenie badanego rezonatora do generatora fali nośnej i zmierzenie częstotliwości za pośrednictwem częstościomierza cyfrowego dołączonego do emitera tranzystora *T5*. Do filtru należy wybrać te rezonatory, których częstotliwość nie różni się więcej niż ±100 Hz. Czwarty rezonator do generatora fali nośnej powinien mieć częstotliwość mniejszą od pozostałych rezonatorów przeznaczonych na filtr o wartość około 600 Hz. Niewielką korekcję częstotliwości rezonatorów można przeprowadzić przez kilkakrotne przetarcie płytki rezonatora drobnoziarnistym papierem ściernym i każdorazowym skontrolowaniu częstotliwości. Zabieg ten jest prosty, lecz należy pamiętać, że tą metodą można częstotliwość tylko podwyższać.

Uruchomienie układu należy rozpocząć od strony odbiorczej. W pierwszym rzędzie należy sprawdzić wzmacniacz m.cz., poziomy napięć oraz częstotliwości BFO i VFO. Należy starać się tak dobrać elementy *LC* obwodu rezonansowego VFO, aby uzyskać skalę rozłożoną na cały zakres przestrajania kondensatora. Obwody rezonansowe filtrów dwuobwodowych należy najpierw zestroić na pasmo 80 m, a następnie, po załączeniu przekaźników kontaktronowych, dobrać pojemności tak, by uzyskać rezonans w pasmie 160 m. Wartości napięć BFO i VFO można wstępnie ustalić za pomocą potencjometrów włączonych zamiast dzielników rezystancyjnych. Gdyby napięcie mierzone między masą a końcówką *3* układu scalonego *US2* zbyt wiele różniło się od 6 V, należy skorygować punkt pracy stopnia przez dobór rezystora między końcówkami *3* i *4* (np. za pomocą potencjometru montażowego 1 MΩ). Prawidłowe zestrojenie filtru pasmowego zapewnia przenoszenie częstotliwości 3,5 ÷ 3,8 oraz 1,8 ÷ 1,9 MHz z wyrównaną czułością w całym zakresie.

Jeżeli odbiornik pracuje poprawnie po dołączeniu anteny, to strojenie toru nadajnika jest już proste. Wyjście transceivera powinno być podczas uruchamiania nadajnika obciążone rezystorem masowym 75 Ω/2 W i sondą w.cz. lub w ostateczności żarówką 6 V/0,1 A. Po przełączeniu transceivera na nadawanie kontrolujemy i ewentualnie korygujemy prądy spoczynkowe tranzystorów wzmacniacza liniowego. Potencjometry 1 MΩ ustawiamy w takim położeniu, aby uzyskać minimalny poziom sygnału wyjściowego, obwody *LC* zaś stroimy na maksimum sygnału. Właściwy poziom sygnału (niezniekształconego) ustawiamy potencjometrem 4,7 kΩ. Przy pracy telegrafią poziom sygnału ustawiamy przez dobór kondensatora podającego sygnał na wejście mikrofonowe, stałą czasową BK zaś przez dobór kondensatora w obwodzie bazy tranzystora *T10*.

Tablica 1.1. Dane techniczne cewek minitransceivera BARTEK

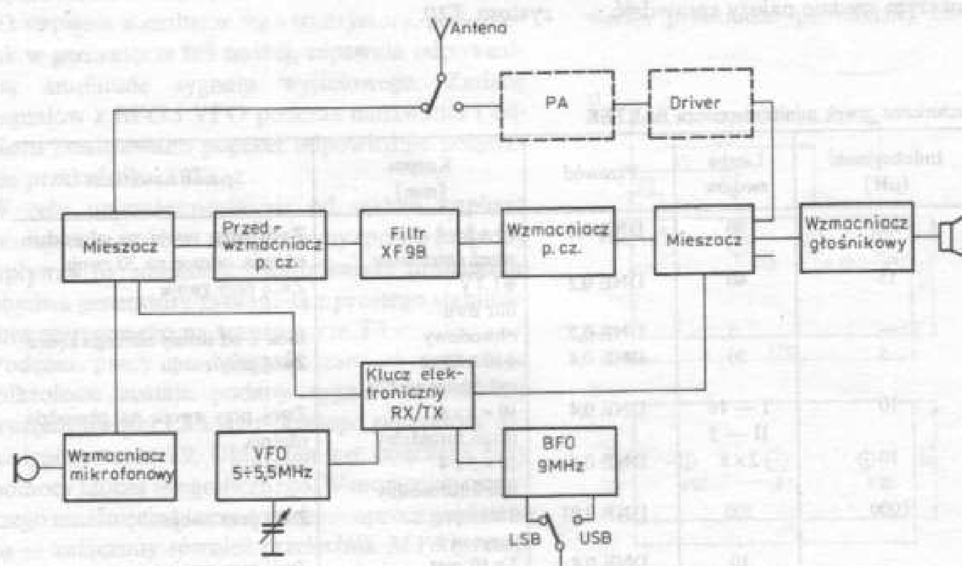
Oznaczenie cewki	Indukcyjność [μH]	Liczba zwojów	Przewód	Korpus [mm]	Sposób nawinięcia
L_1	120	90	DNE 0,1	10 × 5 × 4 rdzeń toroidalny	Zwój przy zwoju na obwodzie rdzenia, odczep na 30 zwoju
L_3, L_4, L_6, L_7	15	40	DNE 0,2	ϕ7 TV	Zwój przy zwoju
L_2, L_5, L_8	—	5	DNE 0,2	filtr dwuobwodowy	Blok *L* od strony zimnego końca
L_9	5	20	DNE 0,4	ϕ10 z filtru radiotelefonu FM	Zwój przy zwoju
TR	10	I — 16 II — 3	DNE 0,4	10 × 5 × 4 rdzeń toroidalny	Zwój przy zwoju na obwodzie rdzenia
L_{10}	10	2 × 8	DNE 0,4	10 × 5 × 4 rdzeń toroidalny	Bifilarnie
Dł 1, *Dł 2*	1000	300	DNE 0,07	3 × 15 pręt ferrytowy	Zwój przy zwoju
Dł 3 ÷ *Dł 8*	—	10	DNE 0,4	3 × 10 pręt ferrytowy	Zwój przy zwoju

1.3. Transceiver ATLAS

Transceiver ten został zbudowany na podstawie opisu niemieckiego krótkofalowca DK7LG w CQ DL 4/77 z pewnymi zmianami wynikającymi z braku odpowiednich krajowych podzespołów oraz z powodu innego przeznaczenia urządzenia. Urządzenie umożliwia pracę emisją SSB w dwóch pasmach: 80 i 20 m. Wynika to z zastosowania filtru kwarcowego 9 MHz (PP9A2) oraz użycia generatora przestrajanego VFO pracującego w zakresie 5,0 ÷ 5,5 MHz. Odbiornik ma czułość około 0,5 μV przy $S/N = 10$ dB oraz dużą dynamikę przekraczającą 100 dB. Moc wyjściowa nadajnika z płytki podstawowej wynosi około 1,5 W. Uproszczony schemat blokowy przedstawia rysunek 1.5. Można tu zauważyć podobieństwo do transceiverów rodziny ATLAS (ATLAS 180, ATLAS 210, ATLAS 215), które, podobnie do opisywanego, charakteryzują się następującymi cechami:

— diodowy mieszacz zrównoważony na wejściu odbiornika, pełniący funkcję modulatora podczas nadawania,
— istnienie po mieszaczu tranzystora mocy pełniącego funkcję przedwzmacniacza p.cz.,
— zastosowanie po wzmacniaczu p.cz. diodowego demodulatora, wykorzystywanego podczas nadawania jako mieszacz,
— wykorzystywanie całego toru p.cz. przy nadawaniu do fromowania i wzmacniania sygnału z wykorzystaniem filtru kwarcowego pracującego w tym samym kierunku przy odbiorze i przy nadawaniu,
— istnienie przełącznika elektronicznego umożliwiającego pełnienie podwójnej funkcji przez wzmacniacze diodowe.

Schemat elektryczny zasadniczej płytki transceivera (bez wzmacniacza mikrofonowego, generatorów VFO i BFO) przedstawia rys. 1.6a. Odbiornik ma na wejściu przełączany elektronicznie filtr pasmowy, do którego sygnał z anteny przychodzi za pośrednictwem przekaźnika antenowego. Przełącznik diodowy jest tak skonstruowany, że katody diod są polaryzowane napięciem 6V wytworzonym na dzielniku R_1, R_2. Działanie przełącznika można wyjaśnić następująco: podanie np. +12 V (80 m) z przełącznika na płycie czołowej powoduje przejście diod *D1* i *D2* w stan przewodzenia, diod *D3* i *D4* zaś w stan zaporowy. W konsekwencji sygnał z anteny będzie przepuszczany przez filtr pasmowy 80 m czyli przez $L_1 \div L_4$, a następnie zostanie skierowany bezpośrednio do diodowego mieszacza zrównoważonego. Przy zastosowaniu diod 1N4148 sterowanych prądem rzędu 15 mA oraz nawinięciu wszystkich obwodów pasmowych na rdzenie pierścieniowe uzyskuje się tłumienie międzypasmowe rzędu 60 dB oraz spadek wzmocnienia na rezystancji diod około 0,5 ÷ 1,0 dB. Mieszacze diodowe podwójnie zrównoważone były wykonywane własnoręcznie [11], w przeciwieństwie do oryginalnego rozwiązania DK7LG, który zastosował mieszacze fabryczne typu IE500. Bezpośrednio po mieszaczu włączony jest filtr *LC* — 9 MHz. Następnie sygnał podlega wzmocnieniu w stopniu z tranzystorem średniej mocy typu BFY99 (2N3866) stosowanym przeważnie na UKF. Użycie takiego tranzystora wynikło z chęci uzyskania dobrych parametrów dynamicznych oraz małej wrażliwości na silne sygnały pojawiające się w pobliżu częstotliwości odbieranej przy wzmocnieniu rzędu 10 ÷ 15 dB. Wzmocnienie przy odbiorze może być ustawione potencjometrem R_{10}. Przy nadawaniu dioda *D7* jest



Rys. 1.5. Uproszczony schemat blokowy transceivera ATLAS

zablokowana i wzmocnienie jest ustalane poprzez rezystor R_8. Dodatkowo podczas nadawania rezystor emiterowy nie jest blokowany kondensatorem (dioda *D8* spolaryzowana zaporowo). Filtr kwarcowy *XF* 9 MHz (PP 9A2) jest obciążony rezystorami 500 Ω. Po filtrze zastosowano wzmacniacz p.cz. na układzie scalonym MC1350P. Układ ten jest importowany do telewizyjnych wzmacniaczy p.cz. Zawiera on wewnątrz trzy wzmacniacze różnicowe, zapewniające maksymalne wzmocnienie dochodzące do 50 dB. Wzmocnienie to jest regulowane poprzez pętlę ARW (wyprowadzenie *5*) przy odbiorze, przy nadawaniu zaś przez układ ALC (zmniejszający wzmocnienie w wyniku niedopasowania czy przesterowania stopnia końcowego). Zakres ARW wynosi około 65 dB. Wyjście wzmacniacza poprzez filtr *LC* — 9 MHz jest dopasowane do diodowego podwójnie zrównoważonego demodulatora, wykorzystywanego podczas nadawania jako mieszacz.

Jak już wspomniano, sygnały z VFO i BFO są przełączane przekaźnikiem elektronicznym zbudowanym na czterech tranzystorach polowych BF245B. Przy odbiorze punkt przełącznika $+N$ jest zwarty do masy, napięcie +12 V zaś przyłożone do punktu $+O$ powoduje polaryzację tranzystorów *T5* i *T2* w kierunku przewodzenia. Rezystancje kanałów tych tranzystorów są minimalne i następuje podanie sygnału z VFO poprzez tranzystor *T2* do pierwszego diodowego mieszacza zrównoważonego, a sygnał z BFO poprzez tranzystor *T5* do drugiego. Przy nadawaniu punkt $+O$ jest zwarty do masy, a napięcie +12 V jest przyłożone do punktu $+N$ powodując przejście tranzystorów *T3* i *T4* w stan przewodzenia i w konsekwencji zamianę miejscami sygnałów BFO i VFO. Separacja tych sygnałów jest rzędu 40 dB.

Sygnał m.cz. z demodulatora diodowego odbiornika jest wzmacniany na niskoszumnym tranzystorze *T6* (BC109) do 20 dB. Sygnał ten steruje jednocześnie wzmacniacz końcowy m.cz. na układzie scalonym UL1480, nie uwidoczniony na schemacie, oraz wzmacniacz sprzężony bezpośrednio z tranzystorem *T7*. Na wyjściu tego tranzystora włączony jest detektor ARW w układzie podwajacza napięcia. Poprzez zwarty klucz tranzystorowy (*T8*) jest włączony w układ dwójnik *RC* (R_{61}, C_{35}) decydujący o stałej czasowej ARW. Sygnał ARW poprzez wtórnik emiterowy na tranzystorze *T9* ustala wzmocnienie układu scalonego. Maksymalne wzmocnienie występuje przy napięciu ARW = +5 V. Sygnał ARW steruje jednocześnie wzmacniacz prądu stałego na tranzystorze *T10*, który zasila układ *S*-metra.

Przy nadawaniu na pierwszy modulator jest podany sygnał m.cz. ze wzmacniacza mikrofonowego, wyjście zaś filtru pasmowego jest blokowane do masy, aby sygnał „resztkowy" ze wzmacniacza mocy nie powodował niepotrzebnych sprzężeń. Do formowania i wzmacniania sygnału SSB wykorzystano cały tor p.cz. przy tym samym kierunku drogi sygnału przez filtr kwarcowy co i przy odbiorze. Sygnał nadajnika z diodowego mieszacza leżący już w paśmie 80 i 20 m jest podawany na przełączany elektronicznie filtr pasmowy, gdzie następuje właściwa selekcja w zależności od ustawienia przełącznika na płycie czołowej. Układ filtrów pasmowych wraz z diodami przełączającymi jest identyczny jak opisany wyżej. Po filtracji sygnał SSB jest wzmacniany w trzystopniowym wzmacniaczu szerokopasmowym. Tranzystor *T11* pracuje w układzie rezystancyjnym z ujemnym sprzężeniem zwrotnym (R_{39}). Tranzystory *T12* i *T13* pracują z dopasowującymi transformatorami szerokopasmowymi oraz z nie blokowanymi rezystorami emiterowymi. Moc wyjściowa ostatniego stopnia wynosi około 1,5 W. Sygnał dalej jest kierowany do anteny przez przekaźnik antenowy. Na wyjściu znajduje się filtr dolnoprzepustowy (w celu stłumienia częstotliwości harmonicznych) oraz reflektometr, z którego jest pobierany sygnał ALC do sterowania układu automatyki. W opisywanym rozwiązaniu zrezygnowano z automatyki przy nadawaniu, bowiem ze względu na niedostępność tranzystorów 2N6455, które użyte były w szerokopasmowym wzmacniaczu mocy, zastosowano wzmacniacz mocy na lampie GU29 umieszczony wraz z zasilaczem w oddzielnej obudowie.

Płytka drukowana zasadniczej części transceivera ma wymiary 125 × 100 mm i została przedstawiona na rys. 1.6b. Rozmieszczenie elementów na tej płytce ilustruje rys. 1.6c. Większość tych elementów jest wlutowana w pozycji pionowej. Kondensatory zamykające filtr kwarcowy są przylutowane bezpośrednio do wyprowadzeń filtru. Sposób wykonania wszystkich obwodów rezonansowych zastosowanych w transceiverze zamieszczono w tablicy 1.2. Wszystkie obwody rezonansowe powinny być wstępnie zestrojone przy pomocy GDO na częstotliwościach:

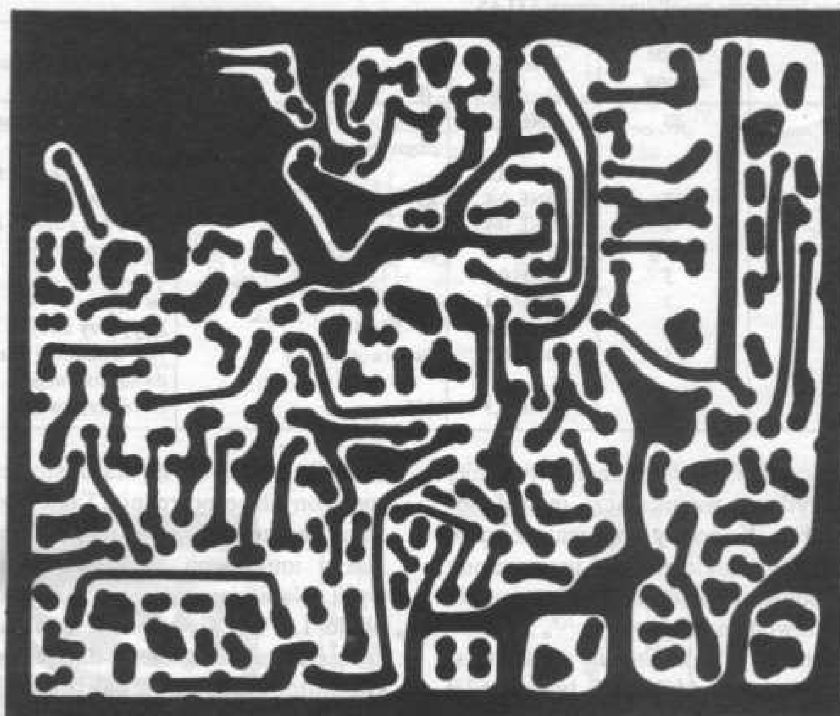
L_2, L_3, L_{10}, L_{11} — 3,7 MHz,
L_6, L_7, L_{14}, L_{25} — 14,2 MHz,
L_{20}, L_{17} — 9 MHz.

Dodatkowe kondensatory w obwodach rezonansowych powinny być tak dobrane, aby wymienione wyżej rezonanse wypadły w środkowych położeniach trymetrów dostrojczych.

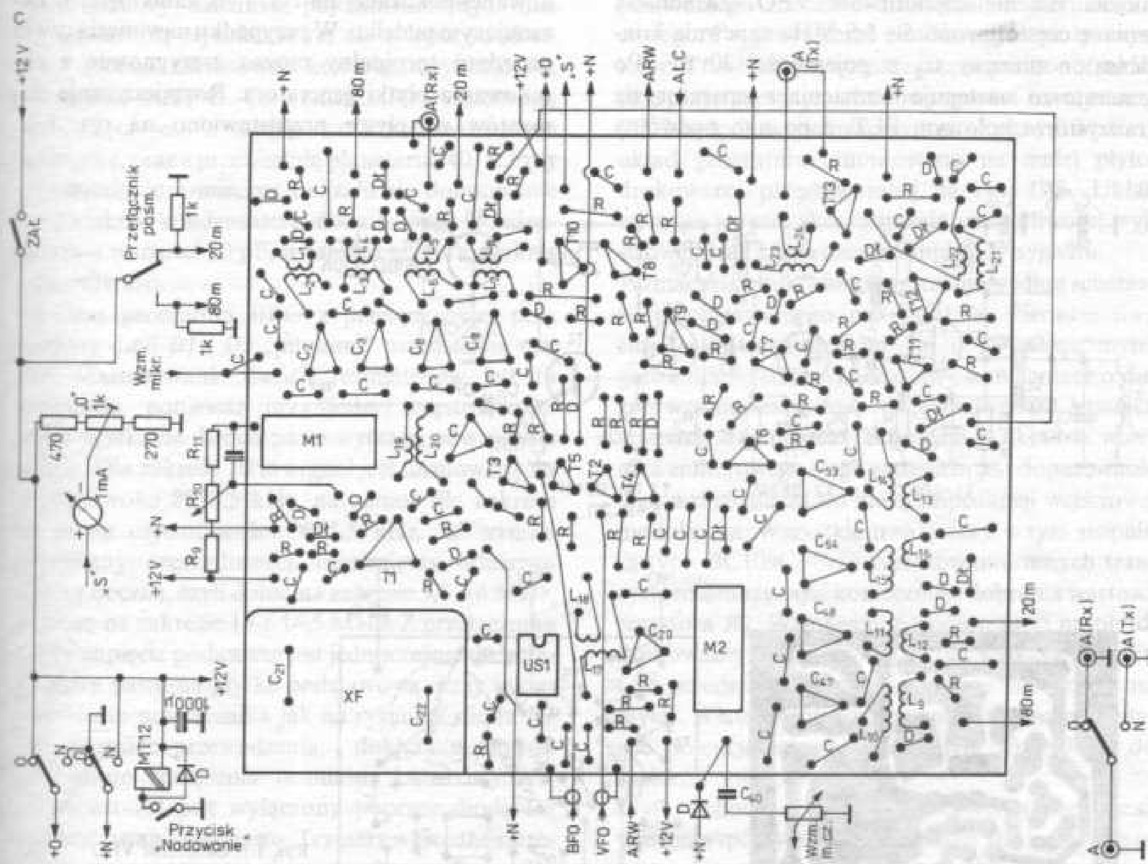
Na tranzystor końcowy *T13* nałożono wygiętą blaszkę aluminiową (stanowiącą radiator), do której dotyka dioda *D20*. Uruchomienie wstępne płytki polega na sprawdzeniu montażu i skontrolowaniu punktów pracy tranzystorów i diod. Dostrojenie obwodów rezonansowych i skontrolowanie odbiornika oraz jakości uformowanego sygnału SSB nale-

Rys. 1.6. Zasadnicza część transceivera ATLAS

a) schemat ideowy



Rys. 1.6. b) płytka drukowana



Rys. 1.6. c) rozmieszczenie elementów na płytce

Rys. 1.6. Zasadnicza część transceivera ATLAS
a) schemat ideowy

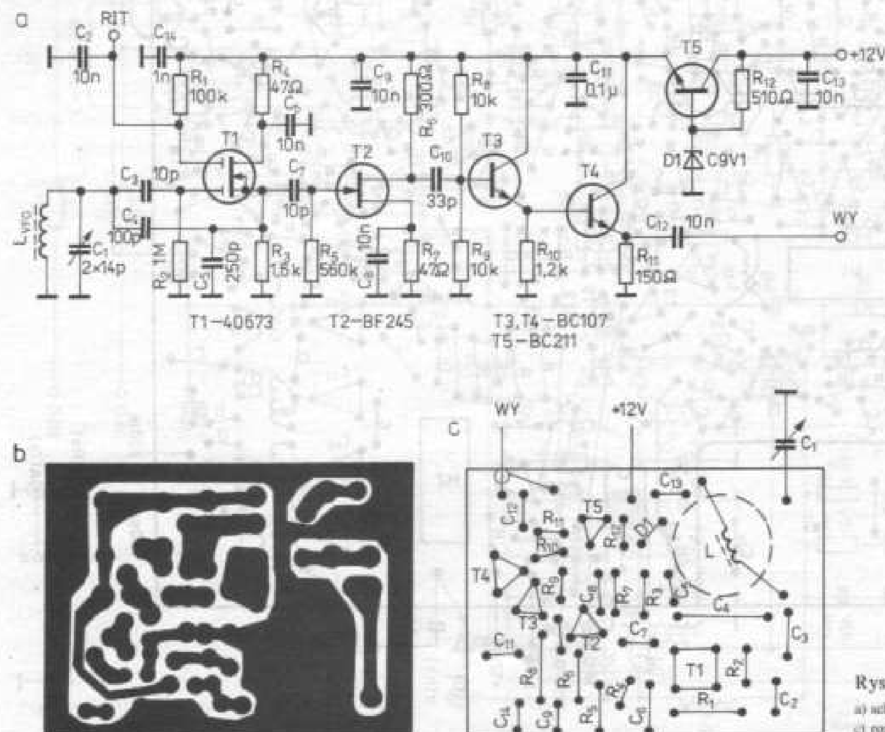
Tablica 1.2. Dane techniczne cewek transceivera ATLAS

Oznaczenie	Liczba zwojów	Przewód	Korpus [mm]	Sposób nawinięcia
L_2, L_3, L_{10}, L_{11}	40	DNE 0,2	RP-10×5×4 rdzeń toroidalny	Zwój przy zwoju na obwodzie rdzenia
L_1, L_4	10	DNE 0,2		L_1 na L_2, a L_3 na L_4
L_6, L_7, L_{14}, L_{15}	17	DNE 0,4	RP-10×5×4	Zwój przy zwoju
L_5, L_8, L_{13}, L_{16}, L_{22}	2	DNE 0,4		L_5 na L_6, a L_7 na L_8
L_{17}, L_{20}	30	DNE 0,3	RP-10×5×4	Zwój przy zwoju
L_{19}	5	DNE 0,4		na L_{20}
L_{18}	3	DNE 0,4		na L_{17}
L_{21}	13	DNE 0,4	RP-10×5×4	Zwój przy zwoju
L_{23}, L_{24}	5	DNE 0,7	dwuotworowy TV	Na środkowej kolumnie rdzenia dwuotworowego
L_{VFO}	40	DNE 0,3	ϕ10	Zwój przy zwoju

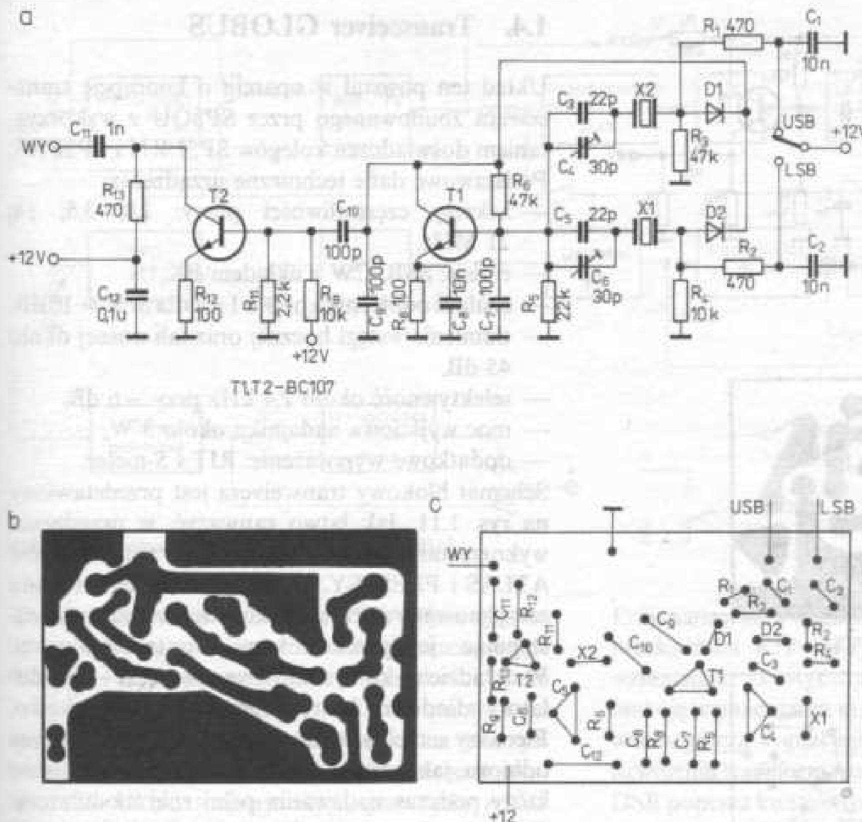
ży przeprowadzić już z uruchomionymi wcześniej dodatkowymi płytkami wzmacniacza mikrofonowego, VFO i BFO. Końcowy wzmacniacz m.cz. odbiornika wraz z głośnikiem został umieszczony w oddzielnej obudowie i połączony z transceiverem dwużyłowym przewodem ekranowym.

Generator przestrajany VFO pracuje na tranzystorze *T1* (dwubramkowy MOSFET typu 40673) w układzie zbliżonym do układu Clappa (rys. 1.7a). Poprzez zmianę napięcia polaryzującego drugą bramkę tranzystora za pośrednictwem potencjometru 1÷5 kΩ (tzw. RIT-a) dołączonego do masy można zmienić częstotliwość VFO. Zasadniczą zmianę częstotliwości 5÷5,5 MHz zapewnia kondensator zmienny C_2 o pojemności 30 pF. Po generatorze następuje wzmacniacz-separator na tranzystorze polowym FET, a po nim podwójny wtórnik emiterowy na tranzystorach bipolarnych sprzężonych bezpośrednio. Takie rozwiązanie zapewnia bardzo dobrą separację i dopasowanie do niskiej impedancji wejściowej mieszaczy diodowych. Napięcie wyjściowe z tego układu wynosi około 1,2 V. Cały układ jest zasilany z prostego zasilacza stabilizowanego, dającego napięcie 8,5 V. Generator odznacza się bardzo dobrą stabilnością, a zmiany napięcia zasilającego transceiver w granicach 10÷15 V powodują zmianę częstotliwości ±50 Hz.

Generator jest zamontowany na małej płytce drukowanej pokazanej na rys. 1.7b, zamkniętej w ekranującym pudełku. W przypadku nawinięcia cewki na rdzeń toroidalny można zrezygnować z ekranowania płytki generatora. Rozmieszczenie elementów na płytce przedstawiono na rys. 1.7c.



Rys. 1.7. Generator VFO
a) schemat ideowy, b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów na płytce



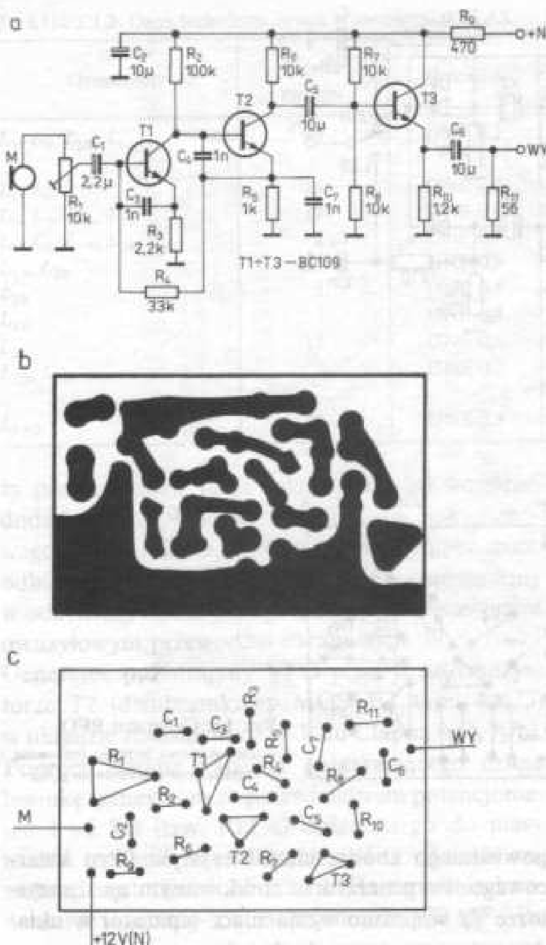
Rys. 1.8. Generator BFO
a) schemat ideowy, b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów na płytce

Kondensatory dzielnika pojemnościowego oraz sprzęgające są styrofleksowe, ale z lepszym skutkiem można zastosować kondensatory mikowe, oznaczone literą G. Oś kondensatora zmiennego sprzęgnięta jest z tarczą, na której naniesiono podziałkę, oraz z przekładnią planetarną 40 : 1. Przy uruchamianiu konieczne okazało się dolutowanie do zacisków kondensatora dodatkowego kondensatora o wartości 10 pF, ustalającego górny zakres częstotliwości.

Schemat generatora BFO z przełączanymi przy pomocy diod *D1* i *D2* „pilotami" przedstawia rys. 1.8a. Zastosowanie dwóch rezonatorów jest tu konieczne, ponieważ przy jednej częstotliwości VFO uzyskanie dwóch pasm wymaga odwrócenia wstęgi. Dla zakresu 20 m sygnał jest formowany na częstotliwości 8998,5 kHz, natomiast dla zakresu 80 m na częstotliwości 9001,5 kHz. W wyniku przemiany częstotliwości uzyskujemy właściwą wstęgę boczną, czyli dolną na zakresie 3,5 ÷ 4 MHz, a górną na zakresie 14 ÷ 14,5 MHz. Z przełącznika wstęg napięcie podawane jest jednocześnie do przełącznika pasm na płytkę podstawową. Przy takim ustawieniu przełącznika jak na rysunku, dioda *D1* jest w stanie przewodzenia i dołącza w obwód dodatniego sprzężenia rezonator kwarcowy *X2*, natomiast *X1* jest wyłączony poprzez diodę *D2* spolaryzowaną zaporowo. Trymery włączone szeregowo z rezonatorami służą do precyzyjnego dostrojenia częstotliwości BFO do częstotliwości odpowiedniego zbocza charakterystyki filtru kwarcowego. Po generatorze zbudowanym na tranzystorze *T1* włączono wzmacniacz-separator w układzie rezystancyjnym zbudowanym na tranzystorze *T2*. Napięcie wyjściowe wynosi około 1,2 V. Cały układ generatora zmontowano na małej płytce drukowanej przedstawionej na rys. 1.8b. Układ wymaga jedynie skorygowania częstotliwości wyjściowej oraz sprawdzenia amplitudy sygnału.

Wzmacniacz mikrofonowy pracuje według schematu przedstawionego na rys. 1.9a. Pierwsze dwa stopnie z tranzystorami *T1* i *T2* połączonymi galwanicznie stanowią właściwy wzmacniacz o dużym wzmocnieniu, dochodzącym do 60 dB, i małych szumach. Tranzystor *T3* pracuje w układzie wtórnika emiterowego i jego zadaniem jest dopasowanie tego wzmacniacza do małej impedancji wejściowej modulatora. Wszystkie tranzystory w tym stopniu są typu BC109C. Przy zastosowaniu innych tranzystorów może zajść konieczność dobrania wartości rezystora R_4. Wzmacniacz zmontowano na płytce drukowanej zamieszczonej na rys. 1.9b. Na rysunku 1.9c przedstawiono rozmieszczenie elementów na płytce. Właściwy poziom sygnału m.cz. należy ustawić potencjometrem dołączonym równolegle do zacisków mikrofonu (*W73*).

Płytki wchodzące w skład transceivera połączone są w jeden wspólny blok o wymiarach 160 × 130 mm za pomocą ramki wykonanej z paska blachy ocynkowanej szerokości 60 mm i grubości 1 mm. Prze-



Rys. 1.9. Wzmacniacz mikrofonowy
a) schemat ideowy, b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów na płytce

grody ekranujące wykonano również z takiego samego paska blachy. W tak powstały szkielet (rys. 1.10) wlutowano płytki montażowe transceivera. Na przedniej ściance obudowy zamontowano przekładnię planetarną, potencjometry siły głosu (100 kΩ — C) i RIT-a (5 kΩ — A), przełącznik miniaturowy typu hebelkowego do przełączania pasm i wstęg oraz mikroamperomierz wyskalowany według skali S. Skala zawiera dwie podziałki: 0 ÷ 500 (dla zakresu 14,0 ÷ 14,5 MHz) i 500 ÷ 0 (dla zakresu 3,5 ÷ 4,0 MHz). Tylna ścianka zawiera gniazda: mikrofonowe, zasilania 12 V, anteny 75 Ω i głośnika. Obudowę stanowią dwa odcinki blachy wygięte w kształcie litery U, zamykające od góry i od dołu pudełko.

Wzmacniacz mikrofonowy
BFO
VFO
Zasadnicza płytka transceivera

Rys. 1.10. Rozmieszczenie płytek wewnątrz obudowy

1.4. Transceiver GLOBUS

Układ ten powstał w oparciu o koncepcję transceivera zbudowanego przez SP5QU z wykorzystaniem doświadczeń kolegów SP5LKN i SP2FHS. Podstawowe dane techniczne urządzenia:

— zakresy częstotliwości pracy: 1,8; 3,5; 14; 21 MHz,
— emisje: SSB, CW z układem BK,
— czułość odbiornika około 1 µV dla $S/N = 10$ dB,
— tłumienie wstęgi bocznej oraz fali nośnej około 45 dB,
— selektywność około 2,4 kHz przy −6 dB,
— moc wyjściowa nadajnika około 3 W,
— dodatkowe wyposażenie: RIT i *S*-meter.

Schemat blokowy transceivera jest przedstawiony na rys. 1.11. Jak łatwo zauważyć, w urządzeniu wykorzystano pewne rozwiązania z transceiverów ATLAS i PLESSEY. W celu uproszczenia układu zrezygnowano z przełączników elektronicznych, zastępując je przekaźnikami kontaktronowymi. W układzie wykorzystano dwa mieszacze — modulatory diodowe, które pracują dwukierunkowo. Pierwszy z nich jest mieszaczem zarówno podczas odbioru, jak i nadawania, a drugi demodulatorem, który podczas nadawania pełni rolę modulatora. Takie rozwiązanie jest korzystne, bowiem odpada konieczność przełączania sygnałów VFO — BFO. Również kilka innych stopni pracuje wspólnie zarówno podczas nadawania, jak i odbioru, o czym będzie mowa dalej. Schemat elektryczny transceivera przedstawiony jest na rys. 1.12a.

Sygnał z anteny poprzez płytki przekaźnika *Pz1a* oraz potencjometr P_1 (tłumik) zostaje podany na przełączany filtr dwuobwodowy (każda para obwodów na oddzielne pasmo) i dalej poprzez eliminator p.cz. (9 MHz) oraz kontaktron *K1* zostaje podany na wzmacniacz w.cz. z tranzystorem *T1* (BF194). Układ charakteryzuje się wzmocnieniem około 10 dB, dużą liniowością, odpornością na przesterowania oraz szerokopasmowością. Te właściwości osiągnięto dzięki trzem ujemnym sprzężeniom zwrotnym zastosowanym w tym stopniu oraz zwiększonemu prądowi spoczynkowemu (15 mA). Należy zaznaczyć, że kierunek nawinięcia uzwojenia II musi być taki, aby zmniejszać sygnał wejściowy (przeciwnie niż generatora). Wzmocniony sygnał w.cz. poprzez kontaktron *K2* jest kierowany na mieszacz pracujący w układzie kołowym. Na środek uzwojenia transformatora *TR2* jest podany sygnał z VFO. Sygnał wyjściowy o częstotliwości równej różnicy częstotliwości sygnału wejściowego i heterodyny poprzez kontaktron *K3* jest podany na przedwzmacniacz p.cz. 9 MHz z tranzystorem *T2*. Układ ten charakteryzuje się również dużą dynamiką ze względu na zastosowany tranzystor średniej mocy typu BFY99 (2N3866) i ustawiony prąd rzędu

diodowy *D11*, *D12* przełączany napięciowo włącza podczas nadawania potencjometr montażowy R_{48}. Suwak potencjometru montażowego jest tak ustawiony, aby uzyskać zgodność częstotliwości nadawania i odbioru wtedy, gdy suwak P_3 jest ustawiony pośrodku (tzw. zero RIT-a).

Generator fali nośnej (BFO) jest zbudowany na tranzystorze *T11*. Trymer włączony szeregowo z rezonatorem kwarcowym 9 MHz służy do dokładnego ustawienia fali nośnej na zboczu charakterystyki filtru kwarcowego.

Generator akustyczny zbudowany na tranzystorze *T12* wytwarza sygnał sinusoidalny o częstotliwości około 1 kHz i służy do pracy na telegrafii. Równocześnie ze zwarciem klucza załączony zostaje tzw. układ BK z tranzystorem *T13*. Nasycony tranzystor *T13* powoduje zadziałanie przekaźników *Pz1* i *Pz2* (MT6), które z kolei załączają antenę, wzmacniacz m.cz., wzmacniacz mocy i napięcie zasilające, sterujące kontaktronami. Zwolnienie klucza powoduje przejście tranzystora w stan początkowy i w konsekwencji przełączenie urządzenia z nadawania na odbiór z opóźnieniem około 0,3 s, zależnym od wartości pojemności kondensatora C_{39}.

Cały transceiver zmontowano na jednej płytce, jednostronnie foliowanej o wymiarach 225 × × 165 mm, przedstawionej na rys. 1.12b. Przy zastosowaniu innych podzespołów niż w rozwiązaniu modelowym zmianie może ulec rozmieszczenie niektórych otworów na płytce.

Jako przełącznik zakresów użyto złożonego przełącznika firmy MITSUMI (12 × 5) stosowanego w niektórych radiomagnetofonach. Jest on przystosowany do druku, ma małe wymiary i doskonale nadaje się do prostych urządzeń amatorskich. Jedyną jego wadą są znaczne pojemności międzystykowe, co należy uwzględnić przy ustawianiu częstotliwości VFO. Wymaga on przesunięcia ogranicznika, co pozwala uzyskać pięć pozycji (w oryginale cztery).

Obwody rezonansowe wykonano według danych zamieszczonych w tablicy 1.3. Cewki VFO nawinięto na obwodach typu 12 × 12 mm, cewki pasmowe zaś na obwodach typu 12 × 24 mm. Jako rdzenie w transformatorach szerokopasmowych można wykorzystać kubeczki ferrytowe wyżej wymienionych obwodów po oszlifowaniu. Jako kontaktrony przełączające zastosowano miniaturowe kontaktrony produkcji TELKOM-TELFA typu K-9 (1 × 1) 451-1. Przy zastosowaniu kontaktronów na napięcie 12 V trzeba zrezygnować z rezystorów ograniczających prąd cewek.

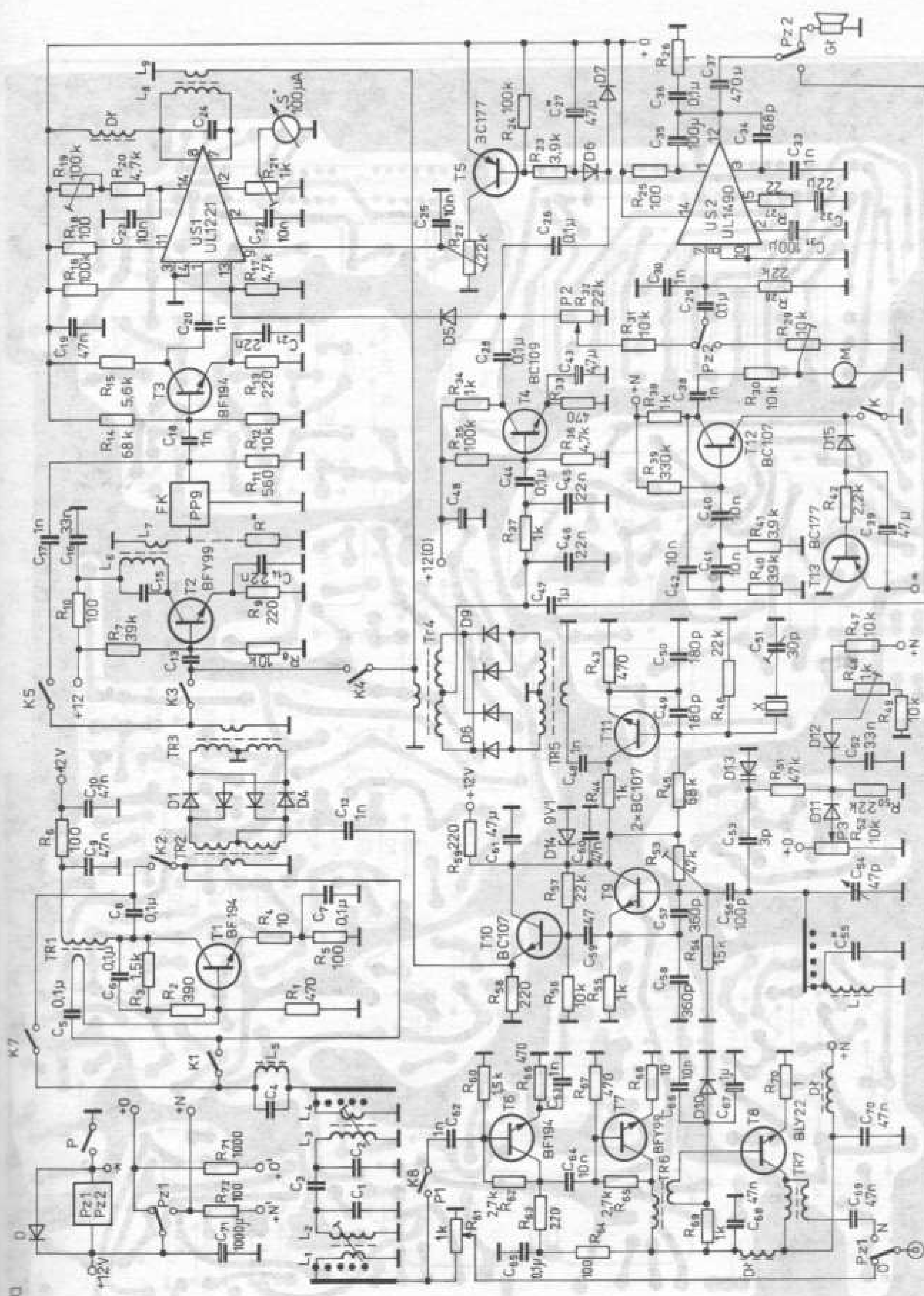
Rozmieszczenie elementów na płytce przedstawia rys. 1.12c.

Przy uruchamianiu tego urządzenia najbardziej wskazane jest uruchamianie kolejno poszczególnych bloków. Można w pierwszej kolejności wstawić wszystkie kontaktrony i przekaźniki, a po sprawdzeniu ich działania omomierzem oraz woltomierzem można przystąpić do dalszych prac. Nie zaleca się wstawiać wszystkich obwodów rezonansowych, lecz na początek tylko obwody na jedno pasmo, np. 80 m. Z pomocą częstościomierza cyfrowego należy ustawić częstotliwość generatora fali nośnej (8998,5 kHz). Może zajść konieczność włączenia trymera równolegle do rezonatora kwarcowego, a nie szeregowo jak w rozwiązaniu modelowym. Również z pomocą częstościomierza cyfrowego należy ustalić zakres przestrajania VFO (na zakresie 80 m jest to 12,5 ÷ 12,8 MHz). Wskazane jest skontrolowanie punktów pracy tranzystorów i ewentualnie dobranie rezystorów polaryzujących

Tablica 1.3. Dane techniczne cewek transceivera GLOBUS

	Pasmo [m]	Zakres częstotliwości [MHz]	Liczba zwojów	Przewód	Kondensator [pF]
Obwody *WE/WY*	160	1,8 ÷ 1,95	100	DNE 0,1	160
	80	3,5 ÷ 3,8	50	DNE 0,15	82
	40	7,0 ÷ 7,1	25	DNE 0,2	33
	20	14,0 ÷ 14,35	16	DNE 0,4	22
	15	21,0 ÷ 21,45	12	DNE 0,5	15
Obwody *VFO*	160	10,8 ÷ 10,95	—	—	dobrać
	80	12,5 ÷ 12,8	11	DNE 0,3	95
	40	16,0 ÷ 16,1	8	DNE 0,5	200
	20	5,0 ÷ 5,35	50	DNE 0,17	14
	15	12,0 ÷ 12,45	12	DNE 0,4	84
TR2 ÷ *TR5*	—	—	3 × 9	DNEJ 0,3	—
TR1	—	—	10/1	DNEJ 0,3	—
TR6			10/3	DNEJ 0,3	—
TR7			2 × 5	DNEJ 0,5	—

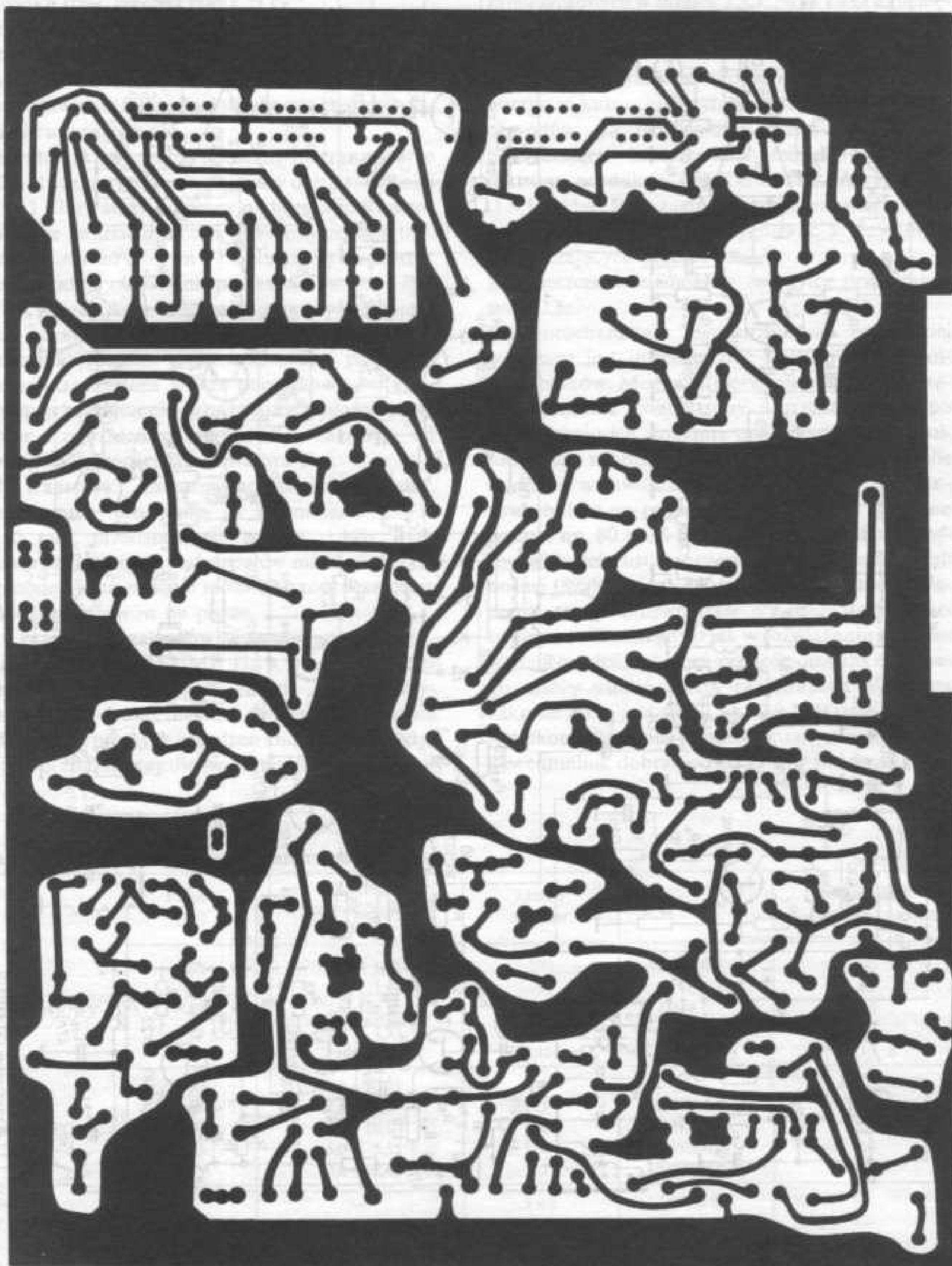
Obwody *LC* nawinięto na korpusach filtrów 12 × 12 mm, *TR1* ÷ *TR7* nawinięto na rdzeniach toroidalnych RP-10 × 5 × 4



Rys. 1.12. Transceiver GLOBUS

a) schemat ideowy

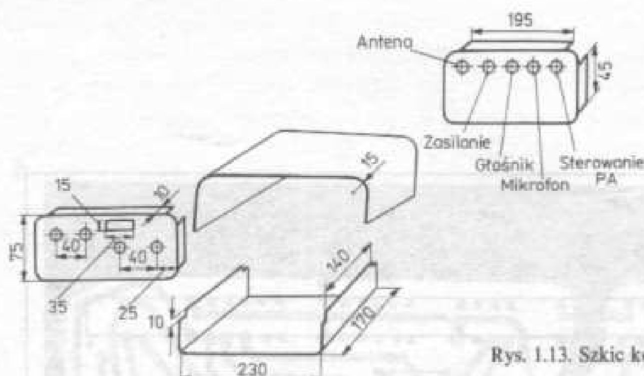
b



Rys. 1.12. b) płytka drukowana



Rys. 1.12. c) rozmieszczenie elementów na płytce



Rys. 1.13. Szkic konstrukcyjny obudowy

bazy. Wszystkie obwody rezonansowe przed wlutowaniem powinny być wstępnie zestrojone za pomocą GDO. Dalsze uruchamianie należy przeprowadzić od strony odbiorczej z wyłączoną ARW (suwak R_{22} zwarty do masy). Niezbędne jest sprawdzenie wszystkich połączeń na płytce ze schematem ideowym, ponieważ na płytce montażowej nie uwzględniono niektórych połączeń przewodami.

Przy zastosowaniu sprawnych elementów nie powinno być kłopotów z uruchomieniem pozostałych pasm. Należy zaznaczyć, że VFO na zakresie 160 m nie ma oddzielnej cewki. Wykorzystano cewkę z zakresu 80 m i obniżono częstotliwość pracy przez równoległe przyłączenie dobranego kondensatora. Przy strojeniu pośredniej częstotliwości oraz obwodów pasmowych niezbędny może okazać się generator sygnałowy w.cz. z dzielnikiem amplitudy. Eliminator p.cz. stroimy na minimum sygnału przy podaniu na wejście urządzenia sygnału o częstotliwości 9 MHz (kilka mV). Po poprawnym zestrojeniu odbiornika (czułość około 1 μV) można dokonać uruchomienia ARW. Przy odbiorze sygnałów stacji amatorskich dobrać kondensator C_{27} na minimum zniekształceń sygnału. Po ustaleniu wzmocnienia p.cz. potencjometrem R_{19} można przystąpić do wyskalowania *S*-metra. Maksymalne wychylenie *S*-metra dokonuje się potencjometrem R_{21}.

Po uruchomieniu strony odbiorczej uruchomienie nadajnika jest bardzo proste. Ogranicza się do ustalenia wzmocnienia mikrofonu potencjometrem R_{29} (za pośrednictwem odbiornika nasłuchowego). Wzmacniacz liniowy z tranzystorami *T6*, *T7* i *T8* może wymagać doboru rezystorów w obwodach baz. Przy naciskaniu klucza powinien działać układ *BK* (i być słyszany w odbiorniku czysty ton akustyczny). Stałą czasową *BK* można zmienić przez dobór pojemności kondensatora C_{39}.

W rozwiązaniu modelowym wykorzystano obudowę metalową o wymiarach 230 × 170 × 75 mm produkowaną przez spółdzielnię rzemieślniczą. Szkic konstrukcyjny tej obudowy wraz z otworami przedstawia rys. 1.13.

1.5. Transceivery na układach firmy PLESSEY

Pierwszy układ płytki podstawowej transceivera bazuje na układach serii SL600. Firma PLESSEY produkowała te układy specjalnie do urządzeń radiokomunikacyjnych przy realizacji m.in. programu APOLLO.

Przedstawiony na rys. 1.14a układ został po raz pierwszy opisany przez angielskiego krótkofalowca G3ZVC w miesięczniku „Radio Communication" 9/74. Układ ten jest nadal wzorem do naśladowania dla wielu konstruktorów ze względu na szereg ciekawych rozwiązań oraz dobre parametry. Zastosowano w nim przemianę częstotliwości w oparciu o fabryczny filtr 9 MHz oraz szerokopasmowy mieszacz dwukierunkowy typu MD108. Zakres częstotliwości wykorzystania tego układu może być zawarty w granicach 10 kHz ÷ 500 MHz. Charakteryzuje się on impedancją wejściową zbliżoną do 50 Ω oraz współczynnikiem *IP* = +7 dBm przy 500 mV sygnału z generatora. Czułość odbiornika wynosi 0,5 μV przy 100 mW mocy wyjściowej.

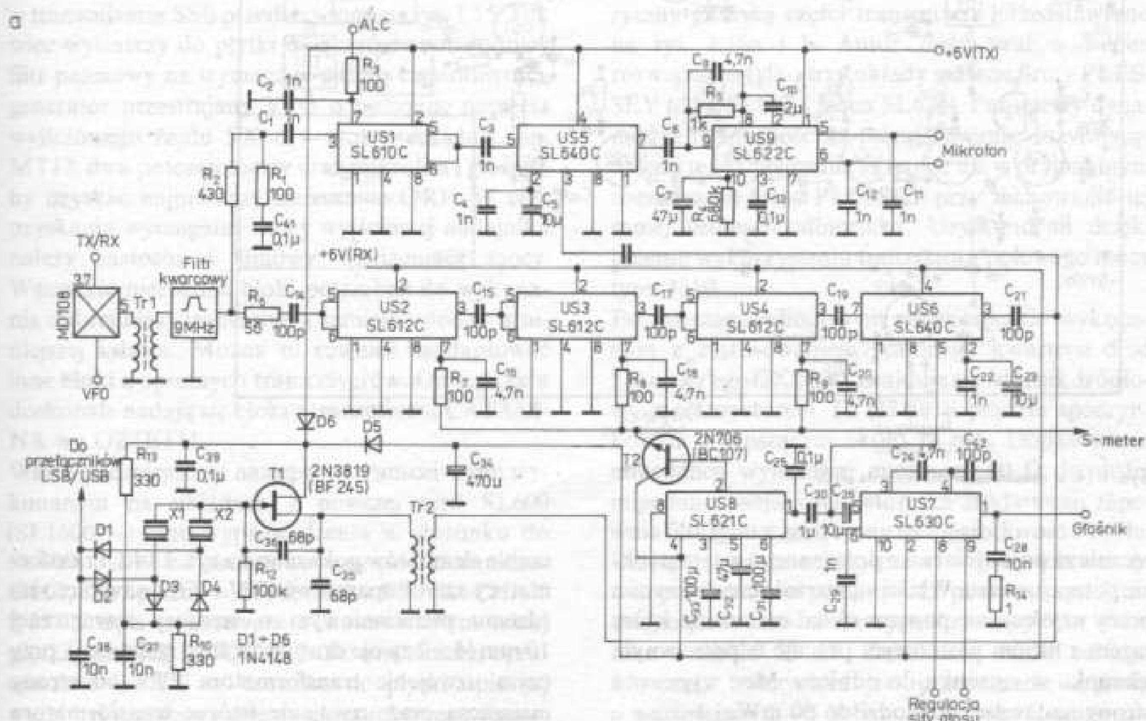
Dopasowanie mieszacza do filtru kwarcowego XF9B (odpowiednik krajowy to PP9A2) zrealizowano przy pomocy transformatora szerokopasmowego na rdzeniu toroidalnym o liczbie zwojów zapewniającej przełożenie impedancji 9:1. Szerokość odbieranego pasma wynosi 2,4 kHz przy tłumieniu pozapasmowym dochodzącym do 60 dB. Podczas odbioru wzmacniacz pośredniej częstotliwości pracuje w układzie szerokopasmowym na trzech układach scalonych *US2*, *US3*, *US4* typu SL612C. Wzmacniacz ten charakteryzuje się maksymalną częstotliwością pracy 15 MHz, małymi szumami, dużym wzmocnieniem (około 100 dB) oraz zdolnością do przenoszenia dużych sygnałów bez zniekształceń. Wszystkie trzy stopnie wzmacniacza są objęte pętlą automatycznej regulacji wzmocnienia. Wzmocniony sygnał p.cz. 9 MHz jest podawany na detektor — mieszacz (modulator scalony na układzie *US6* — SL640C). Układ ten charakteryzuje się współczynnikiem szumów wyno-

szącym około 10 dB oraz przenoszeniem sygnałów do 38 mV bez wystąpienia intermodulacji. Z wyjścia układu US6 sygnał m.cz. jest podawany na wzmacniacz końcowy m.cz. *US7* — SL630C, którego maksymalne wzmocnienie przekracza 40 dB. Również z wyjścia układu *US6* sygnał kierowany jest na wzmacniacz ARW z układem *US8* typu SL621C. Dołączone kondensatory zewnętrzne kształtują charakterystykę sygnału zapewniając odpowiedni kształt zboczy, czas narastania, trzymania i opadania sygnału ARW. Jest to jeden z najlepszych układów, najpoprawniej kształtujących sygnał ARW. Sygnał ten steruje wejściami regulacyjnymi układów *US2, US3, US4* oraz *S*-metrem za pośrednictwem tranzystora *T2*, który pracuje w układzie wtórnika emiterowego. Zakres działania ARW wynosi około 130 dB.

Przełączenie z nadawania na odbiór jest dokonywane poprzez obwód zasilania 6 V za pośrednictwem zewnętrznego przekaźnika. Należy zwrócić uwagę, że obwód zasilania strony nie pracującej powinien być zwierany do masy.

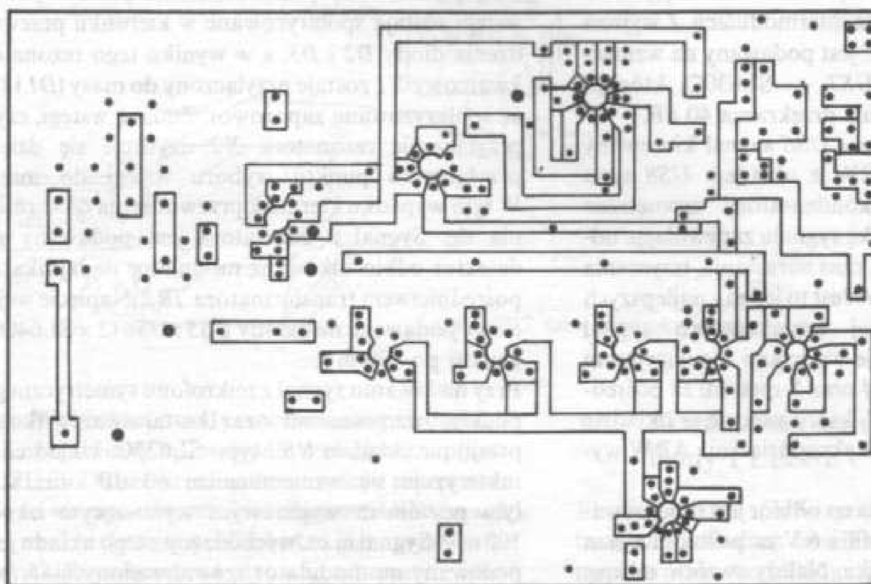
Oprócz mieszacza i filtru kwarcowego, które pracują zarówno podczas odbioru, jak i nadawania, również generator kwarcowy na tranzystorze *T1* (BF245) pracuje przez cały czas: jako BFO przy odbiorze i generator fali nośnej przy nadawaniu. Rezonatory kwarcowe o częstotliwościach $X_1 = 8998,5$ kHz oraz $X_2 = 9001,5$ kHz przełączane są elektronicznie za pośrednictwem diod $D1 \div D4$. Przy podaniu napięcia zasilania na punkt wyboru wstęgi zostają spolaryzowane w kierunku przewodzenia diody *D2* i *D3*, a w wyniku tego rezonator kwarcowy *X1* zostaje przyłączony do masy (*D1* i *D4* są spolaryzowane zaporowo). Zmianę wstęgi, czyli przyłączenie rezonatora *X2* uzyskuje się dzięki przyłączeniu punktu wyboru wstęgi do masy. W tym wypadku kierunek przewodzenia diod zmienia się. Sygnał z generatora jest podawany na detektor odbiornika oraz modulator nadajnika za pośrednictwem transformatora *TR2*. Napięcie wejściowe podawane na układy *US5* i *US6* (2 × SL640C) wynosi po 100 mV.

Przy nadawaniu sygnał z mikrofonu symetrycznego podlega wzmocnieniu oraz kształtowaniu (kompresji) na układzie *US9* typu SL622C. Układ charakteryzuje się wzmocnieniem 60 dB oraz stałym poziomem wyjściowym wynoszącym około 100 mV. Sygnał m.cz. wychodzący z tego układu jest podawany na modulator zrównoważony *US5*. Na wyjściu otrzymuje się sygnał DSB z bardzo małą zawartością fali nośnej (tłumienie ponad 40 dB). W następnym stopniu *US1* (SL610C) sygnał podlega wzmocnieniu o 20 dB, a następnie poprzez układ dopasowania $R_1C_{41}R_2$ jest podawany na filtr kwarcowy. Filtr wycina zbędną wstęgę i jeszcze bardziej tłumi falę nośną, dając na wyjściu sygnał SSB. Wartość sygnału SSB zależy od wartości napięcia ALC podawanego na wyprowadzenie 7 układu *US1*. Wzmocnienie to można regulować



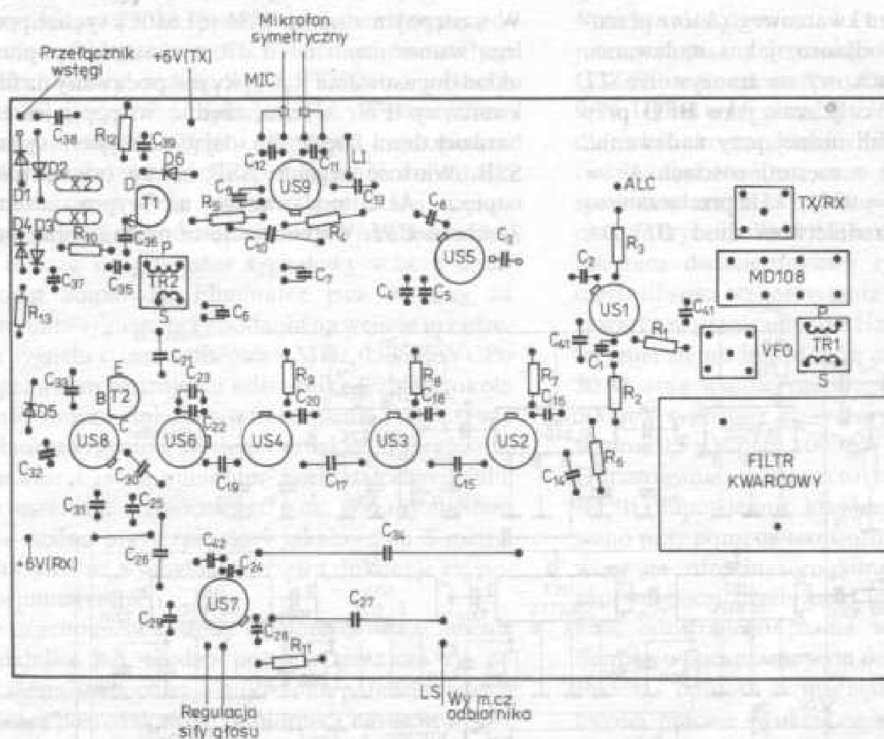
Rys. 1.14. Podstawowa część transceivera PLESSEY
a) schemat ideowy

b



Rys. 1.14. b) płytka drukowana

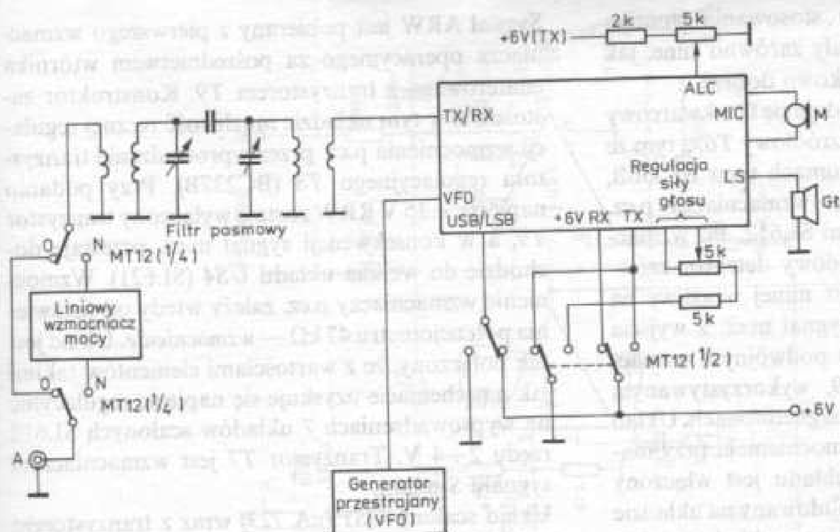
c



Rys. 1.14. c) rozmieszczenie elementów na płytce

ręcznie za pośrednictwem dołączonego w tym punkcie potencjometru. Właściwą wartość częstotliwości pracy uzyskuje się poprzez układ mieszacza, który razem z filtrem pasmowym pracuje w przeciwnym kierunku w stosunku do odbioru. Moc wyjściowa strony nadawczej dochodzi do 50 mW.

Cały układ elektryczny zestawiono na płytce drukowanej przedstawionej na rys. 1.14b, a rozmieszczenie elementów pokazano na rys. 1.14c. Transformatory szerokopasmowe *TR1* i *TR2* nawinięto na rdzeniu pierścieniowym o średnicy zewnętrznej 10 mm (4 × 2 zwoje drutu w izolacji igelitowej), przy czym uzwojenie transformatora *TR1* od strony mieszacza oraz uzwojenie wtórne transformatora *TR2* zawierają po dwa zwoje, uzwojenie zaś od strony filtru oraz od strony źródła tranzystora *T1*



Rys. 1.15. Sposób wykorzystania płytki w transceiverze

— po 6 zwojów (uzwojenia połączone w szereg). Na płytce stosowano elementy miniaturowe przystosowane do montażu pionowego. Po zmontowaniu układu należy sprawdzić częstotliwość wyjściową generatora fali nośnej i w przypadku dużych odchyłek od wymaganej wartości nominalnej należy dolutować od strony druku miniaturowe trymery szeregowo lub równolegle do rezonatora kwarcowego. Należy pamiętać, że szeregowe włączenie rezonatora z trymerem zwiększa częstotliwość wyjściową, równoległe zaś zmniejsza.

Przykładowy sposób wykorzystania opisanej płytki w transceiverze SSB przedstawiono na rys. 1.15. Tak więc wystarczy do płytki dołączyć dwuobwodowy filtr pasmowy na wymagane pasmo częstotliwości, generator przestrajany VFO o poziomie napięcia wyjściowego rzędu 500 mV oraz przekaźnik, np. MT12, dwa potencjometry oraz mikrofon i głośnik, by uzyskać najprostszy transceiver QRP. W celu uzyskania wymaganej mocy wyjściowej nadajnika należy zastosować liniowy wzmacniacz mocy. Wszystkie niezbędne bloki potrzebne do wykonania dobrej klasy transceivera zamieszczone są w niniejszej książce. Można tu również zaadaptować inne bloki z opisanych transceiverów. Do tego celu doskonale nadają się bloki z transceivera CATALINA wg OZ1ETU.

Warto nadmienić, że następnym transceiverem wykonanym na układach z nowszej serii SL600 (SL1600 — inne wyprowadzenia w stosunku do SL600) był układ skonstruowany pod kierunkiem G4CLF, a opisany w miesięczniku FUNKSCHAU 8/1981. Opis transceivera z zastosowaniem takiej płytki zamieścił SP5QU [9]. Główną zmianą opracowania G4CLF w stosunku do płytki opisanej wyżej było zastosowanie dwukierunkowego wzmacniacza (włączonego między filtr kwarcowy a mieszacz) na tranzystorze J310 oraz włączenie w tor p.cz. dwóch układów scalonych SL1612. Wzorując się na opracowaniu G4CLF również znany polski konstruktor SP5WW wykonał urządzenie z wykorzystaniem krajowych elementów („Radioelektronik" 8/86).

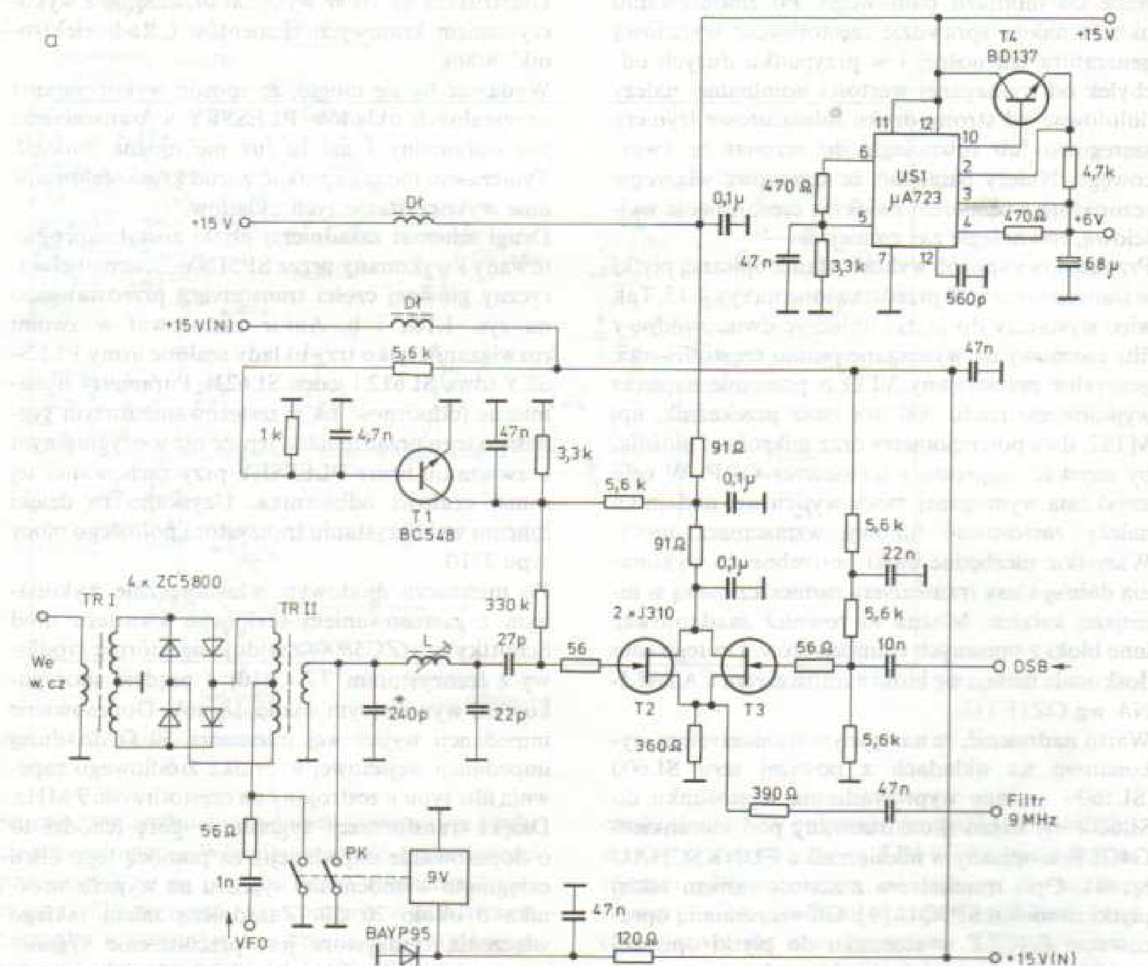
Wydawać by się mogło, że sposób wykorzystania oryginalnych układów PLESSEY w transceiverze jest optymalny i nic tu już nie można zmienić. Tymczasem można spotkać wśród krótkofalowców inne wykorzystanie tych układów.

Drugi schemat zasadniczej płytki został zaprojektowany i wykonany przez SP5INV. Schemat elektryczny głównej części transceivera przedstawiono na rys. 1.16a i b. Autor zastosował w swoim rozwiązaniu tylko trzy układy scalone firmy PLESSEY (dwa SL612 i jeden SL621). Parametry dynamiczne (odporność na przesterowanie dużym sygnałem) tego urządzenia są lepsze niż w oryginalnym rozwiązaniu firmy PLESSEY przy zachowaniu tej samej czułości odbiornika. Uzyskano to dzięki innemu wykorzystaniu tranzystora polowego mocy typu J310.

Po mieszaczu diodowym własnoręcznie wykonanym z zastosowaniem scalonego kwarteru diod Schottky'ego (ZC5800) znajduje się wtórnik źródłowy z tranzystorem *T2* (J310) o prądzie spoczynkowym wynoszącym około 18 mA. Dopasowanie impedancji wyjściowej mieszacza 50 Ω do dużej impedancji wejściowej wtórnika źródłowego zapewnia filtr typu π zestrojony na częstotliwość 9 MHz. Dzięki transformacji sygnału w górę (chodzi tu o dopasowanie impedancji), za pomocą tego filtru osiągnięto wzmocnienie sygnału na wyjściu wtórnika o około 20 dB. Zasadniczą zaletą takiego włączenia tranzystora jest przenoszenie sygnału o wartościach 2 ÷ 3 V bez zniekształceń, czego nie można było uzyskać w klasycznym włączeniu tranzystora w układzie OS. Z tego też powodu kon-

struktor nie miał potrzeby stosowania tłumika antenowego, ponieważ sygnały zarówno silne, jak i słabe były odbierane jednakowo dobrze.
Po wtórniku źródłowym znajduje się filtr kwarcowy PP9A2 i dalej znów wtórnik źródłowy *T6*, z tym że na tranzystorze o małych szumach typu BF256B, a dalej klasyczny już układ wzmacniacza p.cz. z dwoma układami scalonymi SL612. Po wzmacniaczu p.cz. znajduje się diodowy detektor zrównoważony, który również jest mniej wrażliwy na przesterowania niż SL640. Sygnał m.cz. z wyjścia detektora jest wzmacniany w podwójnym wzmacniaczu operacyjnym µA 739, wykorzystywanym między innymi w niektórych magnetofonach. Układ charakteryzuje się dużym wzmocnieniem przy małych szumach. Na wyjściu układu jest włączony wzmacniacz końcowy m.cz. zbudowany na układzie scalonym UL1480 (zamiast tego układu można włączyć słuchawki, bowiem poziom sygnału dochodzi do 450 mV).

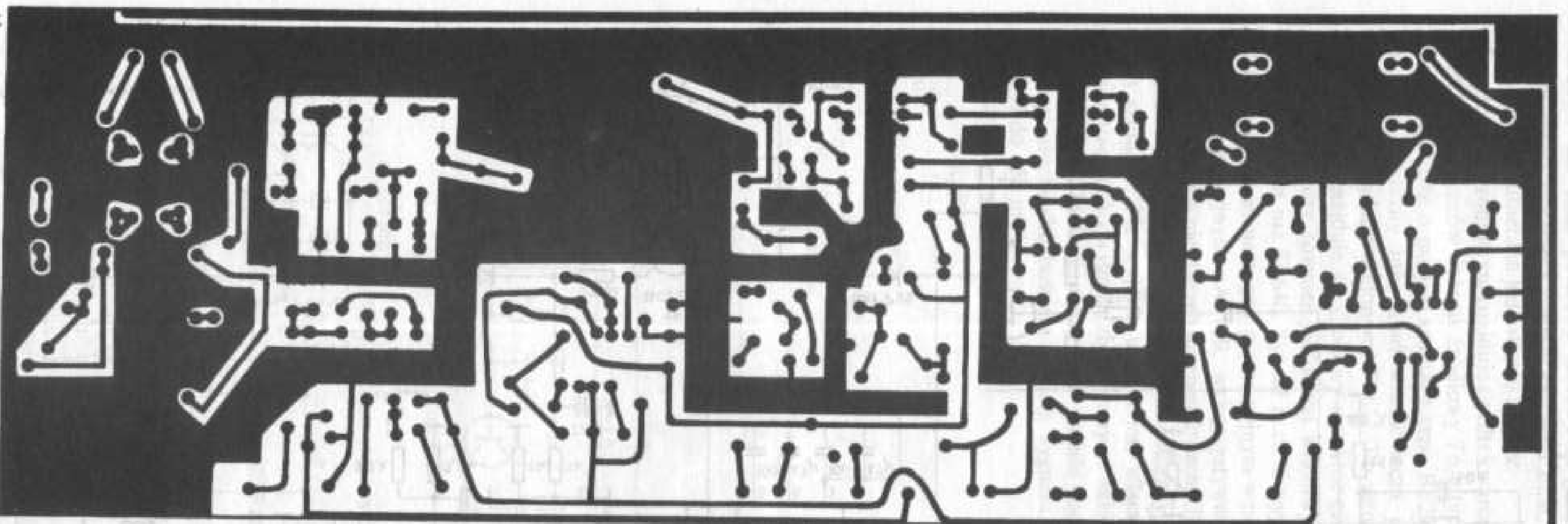
Sygnał ARW jest pobierany z pierwszego wzmacniacza operacyjnego za pośrednictwem wtórnika emiterowego z tranzystorem *T9*. Konstruktor zastosował w tym układzie możliwość ręcznej regulacji wzmocnienia p.cz. przez wprowadzenie tranzystora regulacyjnego *T8* (BC237B). Przy podaniu napięcia + 15 V RRW zostaje wyłączony tranzystor *T9*, a w konsekwencji sygnał m.cz. przestaje dochodzić do wejścia układu *US4* (SL621). Wzmocnienie wzmacniaczy p.cz. zależy wtedy od ustawienia potencjometru 47 kΩ — *wzmocnienie*. Układ jest tak połączony, że z wartościami elementów takimi jak na schemacie uzyskuje się napięcie regulacyjne na wyprowadzeniach 7 układów scalonych SL612 rzędu 2 ÷ 4 V. Tranzystor *T7* jest wzmacniaczem sygnału *S*-metra.
Układ scalony *US1* (µA 723) wraz z tranzystorem *T4* (BD137) jest zasilaczem stabilizowanym, dającym na wyjściu wymagane napięcie 6 V dla układów z serii SL600. Przy nadawaniu napięcie regulacyjne jest ustalone na 4,5 V.

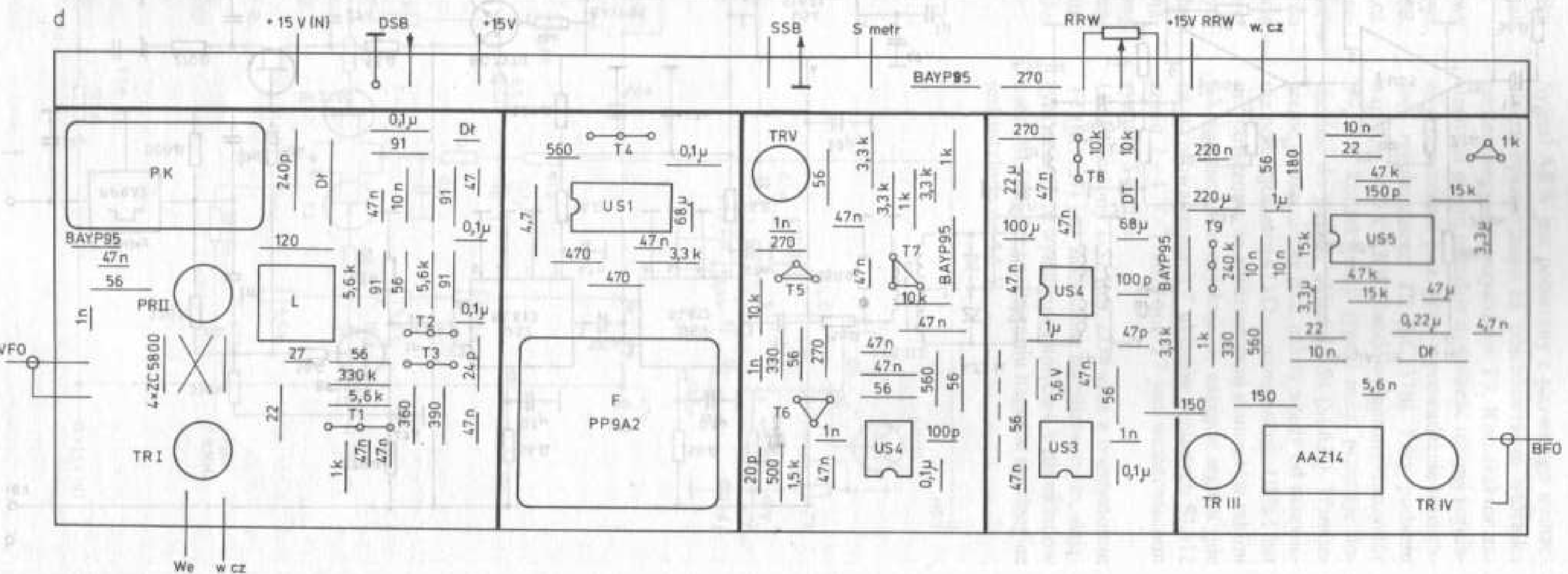


Rys. 1.16. Układ głównej części transceivera SP5INV
a) schemat ideowy mieszacza

b

Rys. 1.16. b) schemat ideowy wzmacniacza p.cz.





Rys. 1.16. c) płytka drukowana układu SP5INV, d) rozmieszczenie elementów na płytce

Sygnał z modulatora zrównoważonego jest podawany na filtr PP9A2 za pomocą wtórnika źródłowego z tranzystora *T3*, a z wyjścia filtru jest kierowany na mieszacz nadajnika również za pomocą wtórnika źródłowego z tranzystorem *T5*. Tranzystor *T1* zmienia punkt pracy tranzystora *T2*. Styki kontaktronu blokują napięcie VFO podawane na mieszacz zrównoważony. Cały układ elektryczny z rysunku jest zmontowany na płytce drukowanej przedstawionej na rys. 1.16c. Rysunek 1.16d przedstawia rozmieszczenie elementów na płytce z zaznaczonymi przegrodami ekranującymi z blachy ocynowanej.

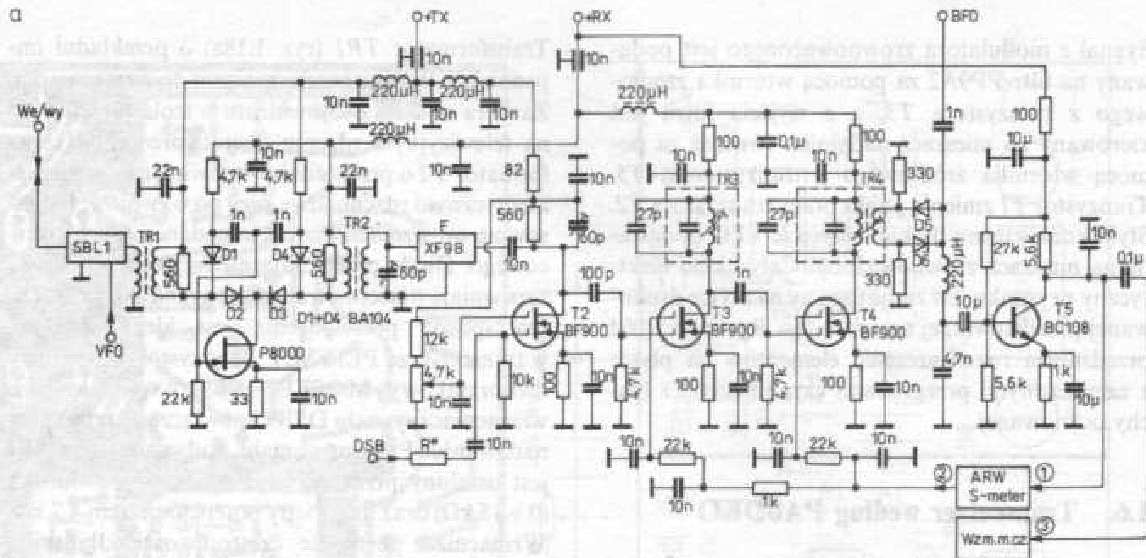
1.6. Transceiver według PA0DKO

Transceiver ten został skonstruowany przez holenderskiego krótkofalowca PA0DKO i opisany w miesięczniku „Electron" w numerach 7/89, 2/90 i 5/90.
Urządzenie pracuje na dwóch pasmach amatorskich: 80 i 20 m z zastosowaniem filtru kwarcowego 9 MHz emisją SSB. Charakteryzuje się dużą odpornością na przesterowanie dzięki takim elementom, jak mieszacz diodowy na wejściu (tranzystory polowe MOSFET) oraz rezygnacji ze wzmacniacza w.cz. na wejściu. Czułość odbiornika wynosi 0,5 μV przy $S/N = 10$ dB, moc zaś nadajnika wynosi około 8 W. Schemat blokowy urządzenia zamieszczono na rys. 1.17. Widać tu duże podobieństwo do transceivera PLESSEY.
Rysunek 1.18a przedstawia zasadniczy układ transceivera z następującymi blokami pracującymi dwukierunkowo:
- mieszaczem diodowym typu SBL1 (czterodiowy mieszacz podwójnie zrównoważony wykonany na diodach Schottky'ego oraz miniaturowych transformatorach toroidalnych zamkniętych w ekranującym kubku).
- wzmacniaczem rewersyjnym na tranzystorze polowym średniej mocy P8000 (E310, J310),
- filtrem kwarcowym SSB 9 MHz typu XF9B (krajowy odpowiednik PP9A2).

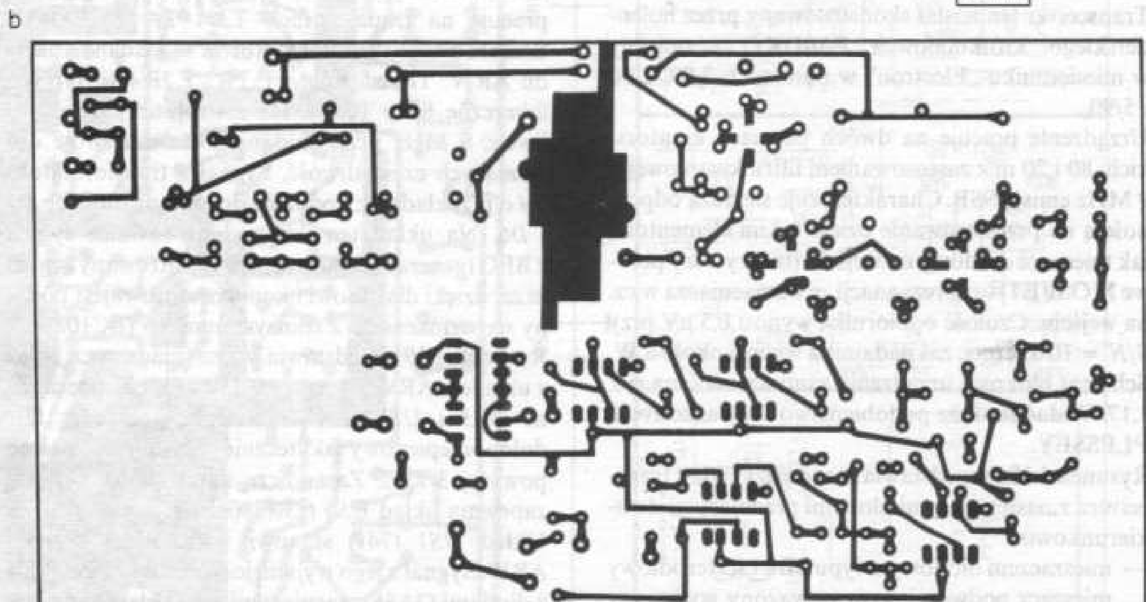
Transformator *TR1* (rys. 1.18a) o przekładni impedancji 1:9 dopasowuje mieszacz do wzmacniacza. Zawiera on 2 i 6 zwojów drutu w izolacji igelitowej na telewizyjnym rdzeniu dwuotworowym. Transformator *T2* o przekładni 1:1 nawinięto również na identycznym rdzeniu dwa razy po 6 zwojów. Dopasowuje on wzmacniacz do impedancji filtru kwarcowego. Diody przełączające *D1* ÷ *D4* typu BA182 zapewniają właściwą transmisję sygnału w układzie. Ich sposób przewodzenia jest identyczny jak w transceiverze PLESSEY. Tranzystor *T2* (polowy dwubramkowy MOSFET BF900) pracuje jako wzmacniacz sygnału DSB i jest włączony tylko przy nadawaniu. Poziom sygnału podawanego na filtr jest ustalony przez rezystor oznaczony gwiazdką (0 ÷ 15 kΩ) oraz ustawiany potencjometrem 4,7 kΩ. Wzmacniacz pośredniej częstotliwości odbiornika pracuje na tranzystorach *T3* i *T4* (2 × BF900). Bramki drugie tych tranzystorów są zasilane z układu ARW. Transformatory *TR3* i *TR4* to typowe fabryczne filtry 10,7 MHz zestrojone na częstotliwość 9 MHz przez dodanie kondensatorów obniżających częstotliwość. Sygnał z transformatora *T4* o przekładni 4:1 podlega detekcji na diodach *D5* i *D6*. Na układ ten jest podany również sygnał z BFO (generatora fali nośnej). Odfiltrowany sygnał m.cz. dzięki dławikowi i kondensatorowi jest podany na wzmacniacz z tranzystorem *T5* (BC108).
Rysunek 1.19 przedstawia wzmacniacz m.cz. wraz z układem ARW i *S*-metrem. Dwa układy operacyjne *US3* i *US4* (2 × 741) tworzą podwójny filtr dolnoprzepustowy skutecznie obcinający pasmo powyżej 3 kHz. Zasadnicze wzmocnienie sygnału zapewnia układ *US5* (LM380).
Układ *US1* (741) stanowi wzmacniacz sygnału ARW. Sygnał z jego wyjścia jest podany na detektor z diodami OA85, pracującymi w układzie podwajacza napięcia. Dioda Zenera 3 V przesuwa poziom sygnału ARW. Im wyższy poziom sygnału m.cz., tym mniejsze jest napięcie podawane na bramki tranzystorów wzmacniacza p.cz. Zakres zmian napięcia ARW w zależności od poziomu sygnału odbieranego wynosi: +3,0 V dla 0 μV, +2,0 V dla

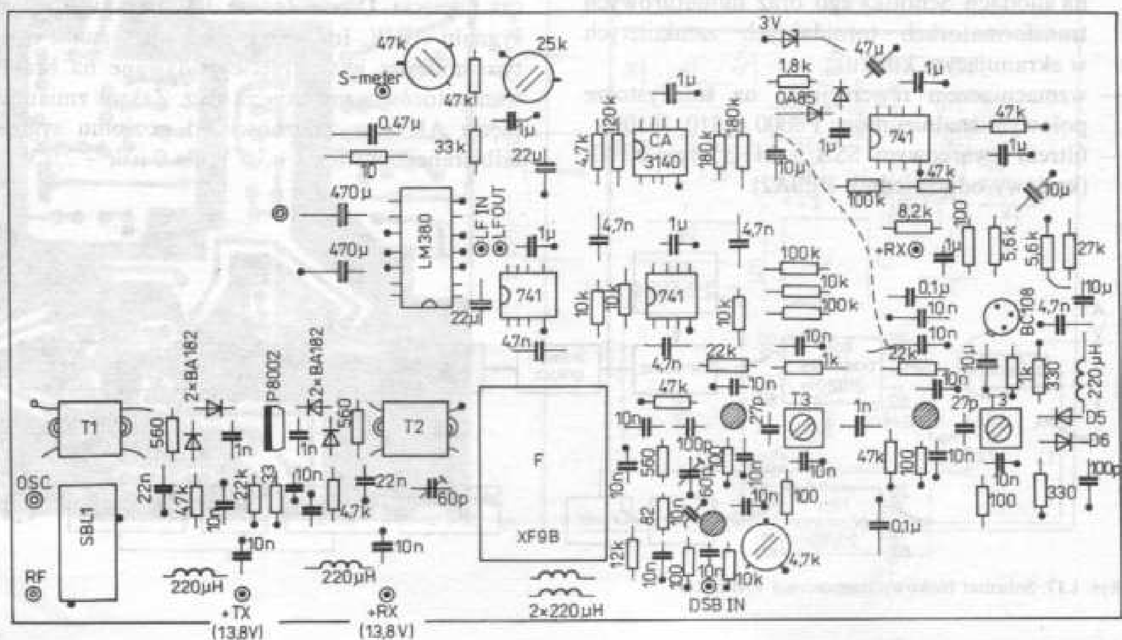
Rys. 1.17. Schemat blokowy transceivera PA0DKO

a



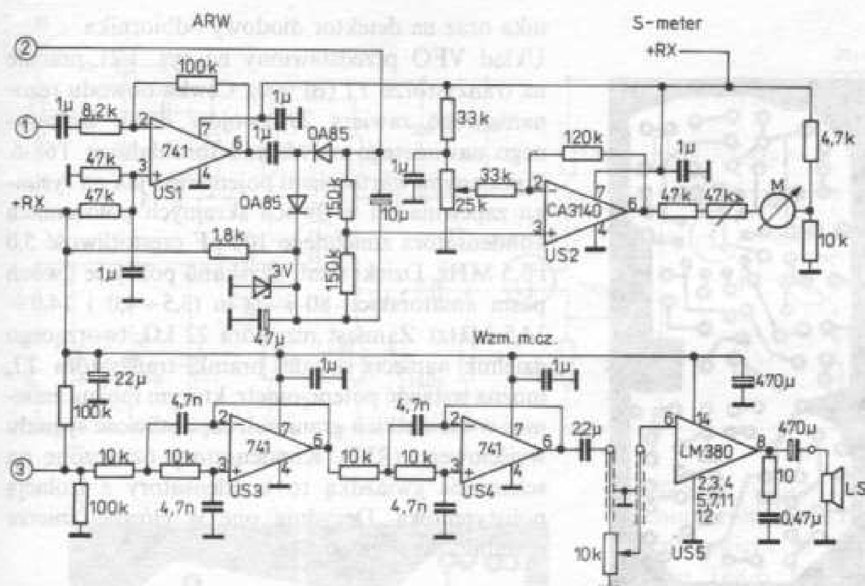
b





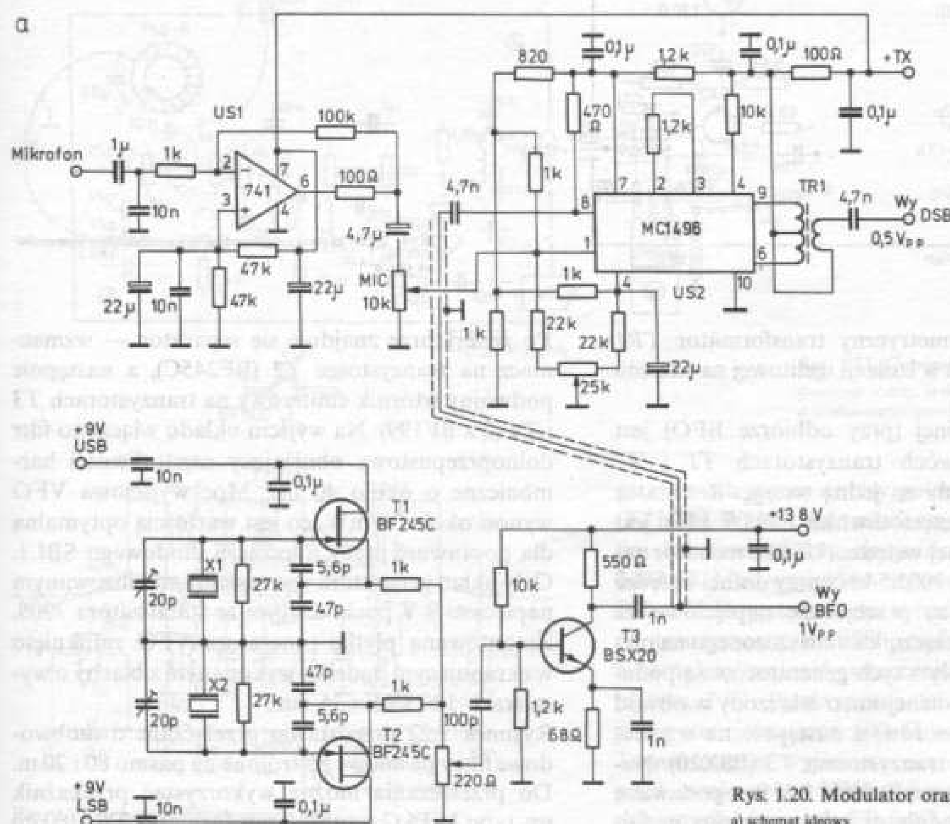
Rys. 1.18. Zasadnicza część transceivera PA0DKO

a) schemat ideowy, b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów na płytce



Rys. 1.19. Schemat ideowy wzmacniacza m.cz. wraz z układem ARW i *S*-metrem

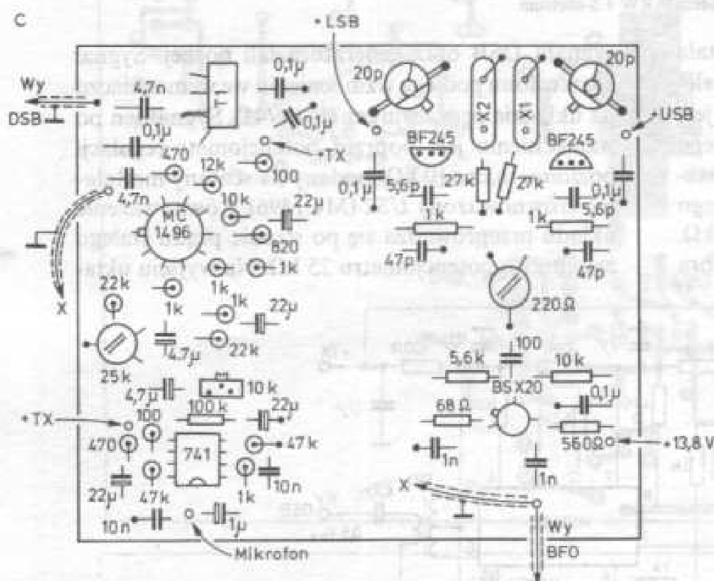
5 µV, +0,3 V dla 50 µV (S9), 0 V dla 500 µV. Stałą czasową układu można ustalić przez dobranie elementów *RC* (150 Ω, 10 µF). Napięcie ARW jest wzmacniane w układzie wzmacniacza prądu stałego *US2* (CA3140). Potencjometrem 25 kΩ można ustawić zero na skali przyrządu *M*, a zakres jego maksymalnego wychylenia potencjometrem 47 kΩ. Rysunek 1.20 przedstawia schemat modulatora sygnału DSB oraz generatora fali nośnej. Sygnał z mikrofonu podlega wzmocnieniu we wzmacniaczu na układzie operacyjnym *US1* (741). Sygnał ten po wzmocnieniu jest poprzez potencjometr regulacji poziomu m.cz. (10 kΩ) podany na scalony modulator zrównoważony *US2* (MC1496). Równoważenie układu przeprowadza się po stronie prądu stałego za pomocą potencjometru 25 kΩ. Na wyjściu ukła-



Rys. 1.20. Modulator oraz generator fali nośnej
a) schemat ideowy

b

c



Rys. 1.20. b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów na płytce

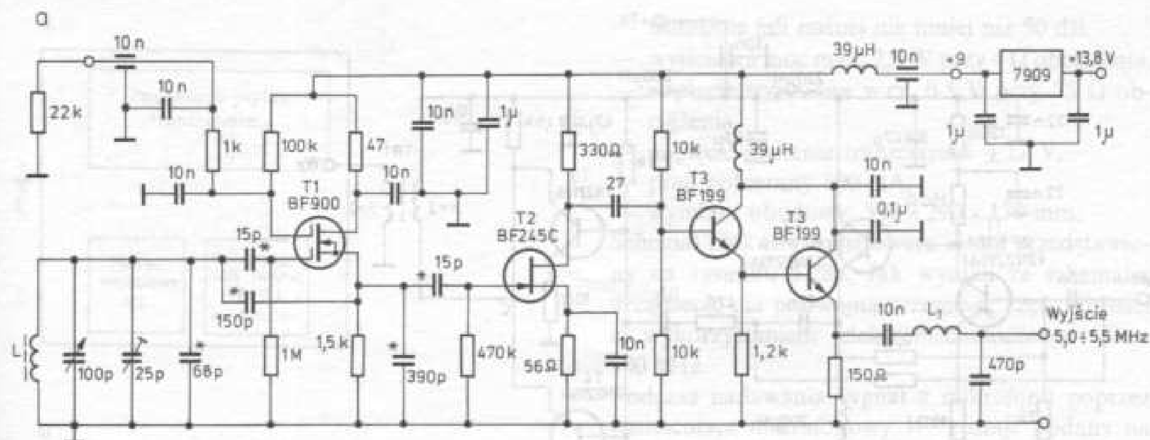
du znajduje się symetryczny transformator *TR1* (3 × 5 zwojów drutu w izolacji igelitowej na rdzeniu o średnicy 10 mm).

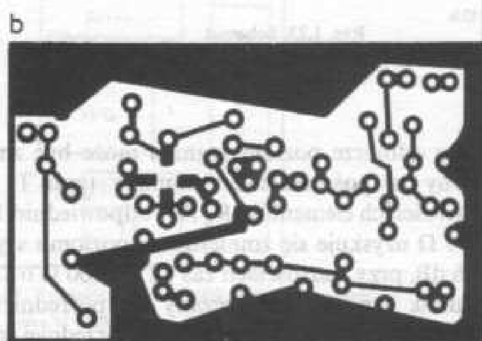
Generator fali nośnej (przy odbiorze BFO) jest zbudowany na dwóch tranzystorach *T1* i *T2* (2 × BF 245C), każdy na jedną wstęgę. Rezonator kwarcowy *X1* o częstotliwości 8998,5 kHz jest włączony przy górnej wstędze (USB), rezonator zaś *X2* o częstotliwości 9001,5 kHz przy dolnej wstędze (LSB). Układy te są przełączane napięciowo za pośrednictwem przełącznika umieszczonego na płycie czołowej. Sygnały z tych generatorów są podawane na wspólny potencjometr włączony w obwód źródeł tych tranzystorów, a następnie na wzmacniacz—separator z tranzystorem *T3* (BSX20). Napięcie wyjściowe o amplitudzie 1 V jest podawane jednocześnie na modulator zrównoważony nadajnika oraz na detektor diodowy odbiornika.

Układ VFO przedstawiony na rys. 1.21 pracuje na tranzystorze *T1* (BF900). Cewka obwodu rezonansowego zawiera 29 zwojów drutu izolowanego nawiniętego na rdzeniu toroidalnym T68-6. Z podanymi wartościami pojemności jak na rysunku zapewnia on w dwóch skrajnych położeniach kondensatora zmiennego 100 pF częstotliwość 5,0 i 5,5 MHz. Dzięki temu uzyskano pokrycie dwóch pasm amatorskich 80 i 20 m (3,5 ÷ 4,0 i 14,0 ÷ 14,5 MHz). Zamiast rezystora 22 kΩ, tworzącego dzielnik napięcia drugiej bramki tranzystora *T1*, można wstawić potencjometr, którym można zmieniać w niewielkich granicach częstotliwość sygnału wyjściowego (RIT). Kondensatory oznaczone na schemacie gwiazdką to kondensatory z izolacją polistyrenową. Decydują one w głównej mierze o stabilności częstotliwości.

Po generatorze znajduje się separator — wzmacniacz na tranzystorze *T2* (BF245C), a następnie podwójny wtórnik emiterowy na tranzystorach *T3* i *T4* (2 × BF199). Na wyjściu układu włączono filtr dolnoprzepustowy obniżający częstotliwości harmoniczne o około 40 dB. Moc wyjściowa VFO wynosi około 30 mW, co jest wartością optymalną dla poprawnej pracy mieszacza diodowego SBL1. Cały układ generatora jest zasilany stabilizowanym napięciem 9 V pochodzącym ze stabilizatora 7909. Zmontowaną płytkę generatora VFO zamknięto w ekranującym pudełku wykonanym z blachy o wymiarach 120 × 65 × 35 mm.

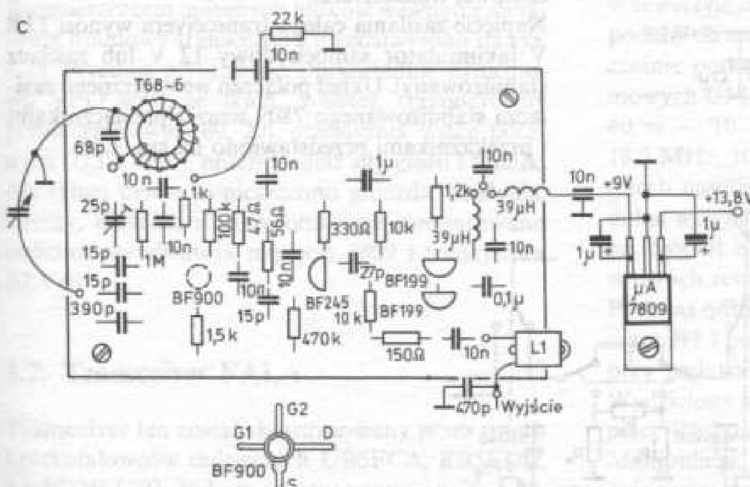
Rysunek 1.22 przedstawia przełączane dwuobwodowe filtry pasmowe zestrojone na pasmo 80 i 20 m. Do przełączania można wykorzystać przekaźnik np. typu MT6 (2 sztuki). Transformator *TR1* (80 m)





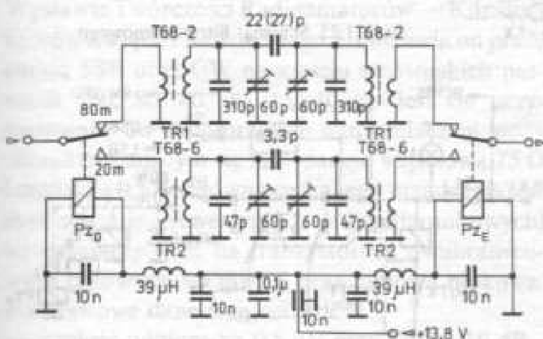
zawiera 30 zwojów i 4 zwoje drutu DNE 0,3 na rdzeniu toroidalnym T68-2, transformator zaś *TR2* (20 m) zawiera 16 i 3 zwoje drutu DNE 0,5 na rdzeniu T68-6. Optymalnego zestrojenia filtrów dokonuje się trymerami 60 pF.

Wzmacniacz nadajnika składa się z dwóch bloków. Pierwszy z nich — driver (rys. 1.23) zawiera cztery tranzystory 2N2219. Tranzystor *T1* pracuje w układzie OE z ujemnym sprzężeniem zwrotnym, tranzystor zaś *T2*, sprzężony bezpośrednio, jest wtórnikiem emiterowym dopasowującym impedancję wyjściową tranzystora *T1* do stopnia mocy złożone-

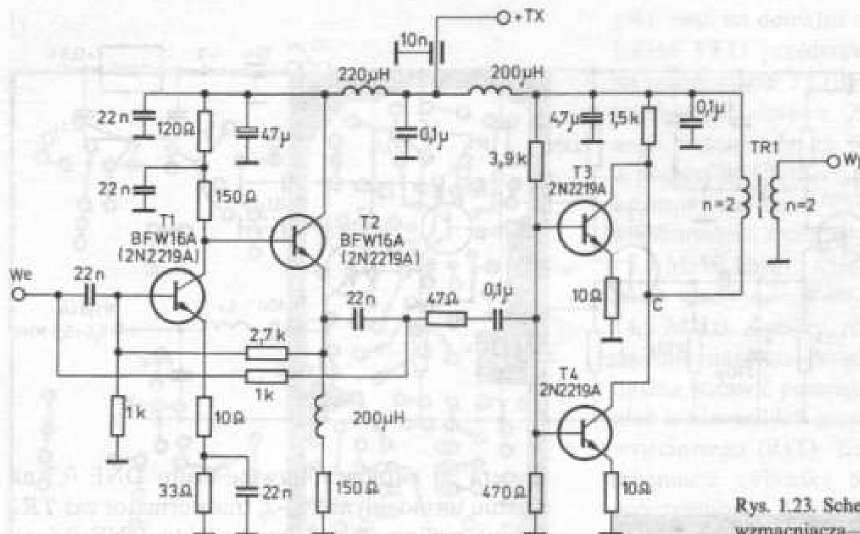


Rys. 1.21. Generator VFO
a) schemat ideowy, b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów na płytce

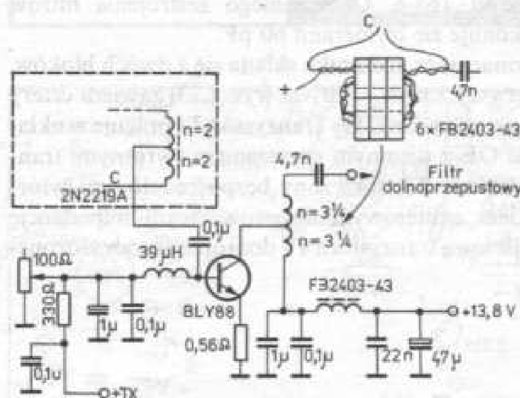
go z dwóch tranzystorów połączonych równolegle (*T3* i *T4*). Wyjściowy transformator *TR1* o przekładni 1:1 zawiera dwa zwoje drutu na rdzeniu FB 2403-43. Moc wyjściowa tego stopnia dochodzi do 500 mW. Przy stosowaniu wzmacniacza mocy (8 W) na tranzystorze BLY88 przedstawionym na rys. 1.24 należy zmienić połączenie uzwojeń transformatora *TR1*. Punkt pracy tranzystora ustawiony jest potencjometrem 100 Ω na wartość 50 mA. Transformator wyjściowy zawiera dwa uzwojenia po 3 zwoje drutu DNE 0,6 nawinięte na sześciu sklejonych rdzeniach FB 2403-43.



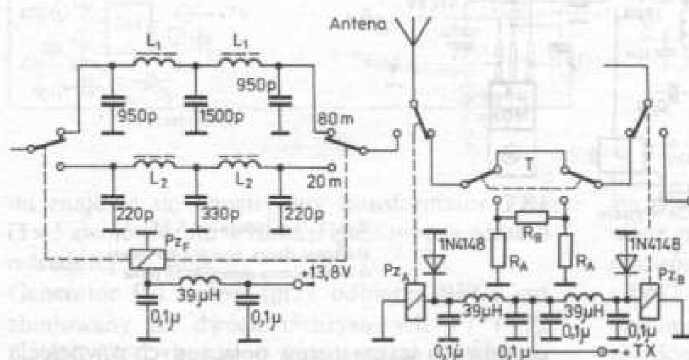
Rys. 1.22. Schemat filtru pasmowego



Rys. 1.23. Schemat wzmacniacza—drivera



Rys. 1.24. Schemat wzmacniacza mocy

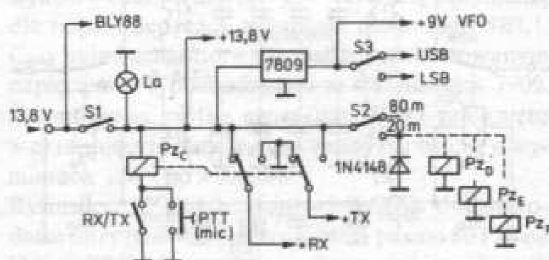


Rys. 1.25. Schemat filtru antenowego

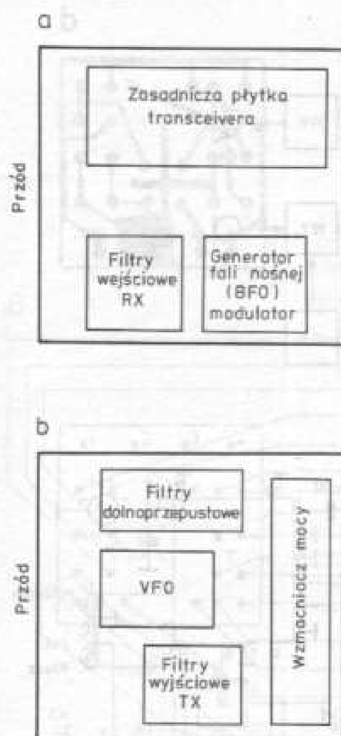
Sygnał wyjściowy ze wzmacniacza mocy jest podawany do anteny za pośrednictwem przełączanego filtru dolnoprzepustowego (80 i 20 m) przedstawionego na rys. 1.25. Uzwojenie L_1 (80 m) zawiera 22 zwoje na rdzeniu T68-2, uzwojenie zaś L_2 (20 m) zawiera 10 zwojów. Wszystkie uzwojenia nawinięte są drutem DNE 0,8. Do przełączania obwodów można zastosować przekaźnik MT6. Przedstawiony filtr skutecznie tłumi częstotliwości harmoniczne o około 40 dB.

Przy odbiorze poziom sygnału może być zmniejszony za pośrednictwem tłumika typu T. Przy wartościach elementów R_A i R_B odpowiednio 150 Ω i 39 Ω uzyskuje się zmniejszenie poziomu sygnału o 6 dB, przy wartościach zaś 82 Ω i 100 Ω o 12 dB. Tłumik ten jest przełączany za pośrednictwem przełącznika umieszczonego na przedniej płycie czołowej transceivera.

Napięcie zasilania całego transceivera wynosi 13,8 V (akumulator samochodowy 12 V lub zasilacz stabilizowany). Układ połączeń wewnętrznego zasilacza stabilizowanego 7809 wraz z przełącznikami i przekaźnikami przedstawiono na rys. 1.26.



Rys. 1.26. Schemat układu przełączającego



Rys. 1.27. Rozmieszczenie płytek wewnątrz obudowy
a) widok z góry, b) widok z dołu

Rozmieszczenie opisanych bloków wewnątrz metalowej obudowy transceivera przedstawiono na rys. 1.27. Przednia płyta zawiera przekładnię strojeniową VFO wraz ze skalą, *S*-meter, trzypozycyjny przełącznik (wył., 80, 20), przełącznik wstęg bocznych (USB, LSB), potencjometr siły głosu i tłumik. Na tylnej płycie zamieszczono gniazda: zasilania, anteny, głośnika i mikrofonu oraz zamontowano radiotor stabilizatora napięcia 7809 i tranzystora BLY88.

1.7. Transceiver FALA

Transceiver ten został skonstruowany przez trzech krótkofalowców radzieckich UB5FCA, RB5FDC, RB5FDE [29]. Był on prezentowany na 29. i 30. Wystawie Twórczości Radioamatorów — Konstruktorów Związku Radzieckiego. Umożliwia on pracę emisją SSB oraz CW na sześciu amatorskich pasmach 160, 80, 40, 20, 15, 10 m. Jest on przystosowany do współpracy ze wzmacniaczem mocy charakteryzującym się impedancją wejściową 75 Ω i czułością 0,5 V. Główną cechą tego urządzenia jest zastosowanie rewersyjnych (dwukierunkowych) wzmacniaczy w.cz. na tranzystorach dwubramkowych polowych MOSFET oraz budowa blokowa.
Podstawowe dane transceivera:
— czułość odbiornika 0,5 μV przy S/N = 10 dB,
— pasmo przenoszenia 3,1 kHz,
— tłumienie fali nośnej nie mniej niż 50 dB,
— wyjściowa moc m.cz. 2,5 W przy 4 Ω obciążenia,
— napięcie wyjściowe w.cz. 0,5 V przy 75 Ω obciążenia,
— napięcie zasilania transceivera ±12 V,
— prąd pobierany 500 mA,
— wymiary obudowy: 335 × 290 × 170 mm.

Schemat blokowy transceivera został przedstawiony na rysunku 1.28a. Jak wynika ze schematu, urządzenie ma podwójną przemianę częstotliwości z wykorzystaniem elektromechanicznego filtru 500 kHz.

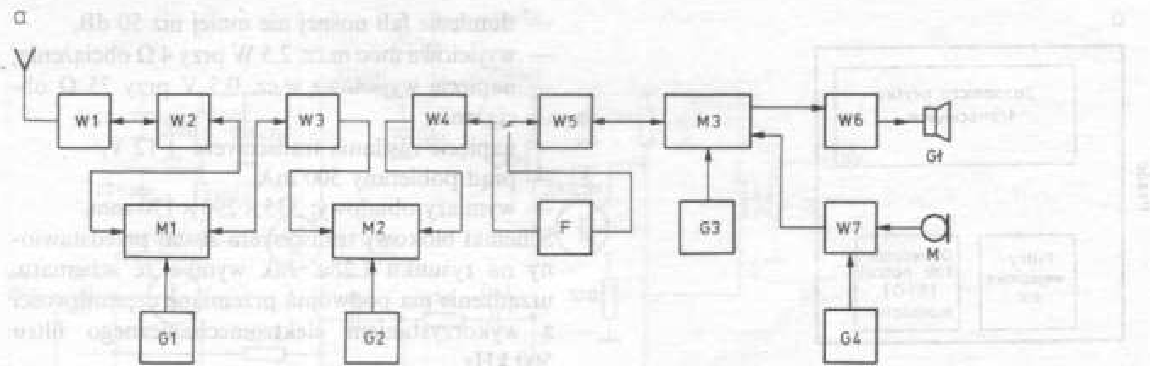
Podczas nadawania sygnał z mikrofonu poprzez wzmacniacz mikrofonowy *W7* zostaje podany na modulator kołowy *M3*. Jednocześnie na modulator dochodzi sygnał fali nośnej 500 kHz z generatora kwarcowego *G3*. Sygnał DSB z wyjścia modulatora jest wzmacniany we wzmacniaczu rewersyjnym *W5*, na którego wyjściu znajduje się filtr elektromechaniczny. Jego zadaniem jest wycięcie jednej wstęgi bocznej, czyli uformowanie sygnału jednowstęgowego. Sygnał SSB po wzmocnieniu we wzmacniaczu rewersyjnym *W4* jest skierowany do rewersyjnego mieszacza *M2*. Jednocześnie na mieszacz ten jest podany sygnał z generatora przestrajanego *G2* (2,0 ÷ 2,5 MHz). Wydzielany z mieszacza sygnał o częstotliwości 2,5 ÷ 3,0 MHz po wzmocnieniu w rewersyjnym wzmacniaczu *W3* (rys. 1.29) zostaje podany na mieszacz *M1* (rys. 1.30), na który równocześnie podawane są sygnały z generatorów pasmowych *G1* (160 m — 4,5 MHz, 80 m — 6,5 MHz, 40 m — 10 MHz, 20 m — 11,5 MHz, 15 m — 18,5 MHz, 10 m — 25,5, 26 MHz). Przy czym na trzech najniższych zakresach zostaje uformowana dolna wstęga boczna, a na trzech wyższych — górna. Sygnał z wyjścia mieszacza jest wzmocniony w dwóch rewersyjnych wzmacniaczach *W2* i *W1*.

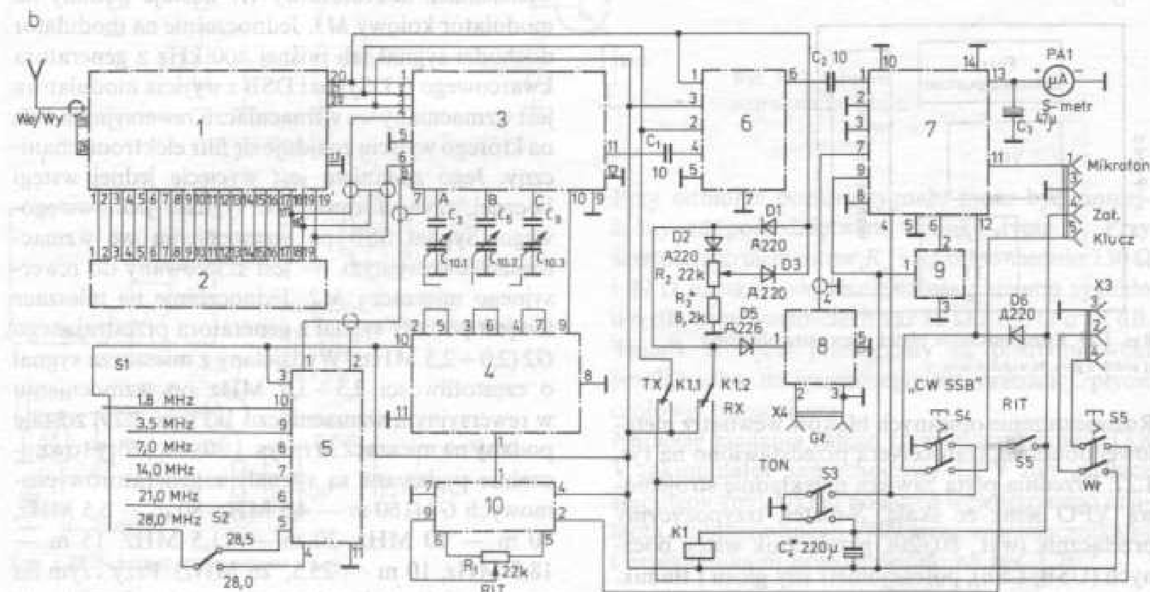
Podczas odbioru sygnał jest podawany na wzmacniacz *W1* i podlega takim samym przemianom jak przy nadawaniu, tyle że w odwrotnej kolejności. Wydzielony sygnał m.cz. jest podawany na wzmacniacz *W6* i dalej do głośnika lub słuchawek.

Manipulacja nadajnika podczas pracy CW następuje za pomocą generatora *G4*, który przy naciśnięciu klucza generuje sygnał o częstotliwości 1,5 kHz. Z odbioru na nadawanie transceiver przełącza się przez zmianę polaryzacji napięcia zasilania.

Rewersyjne wzmacniacze *W1* ÷ *W5* zbudowane są według jednego schematu, przedstawionego na rys. 1.29. Dla lepszego zrozumienia działania układu pokazano również dalsze fragmenty schematu.

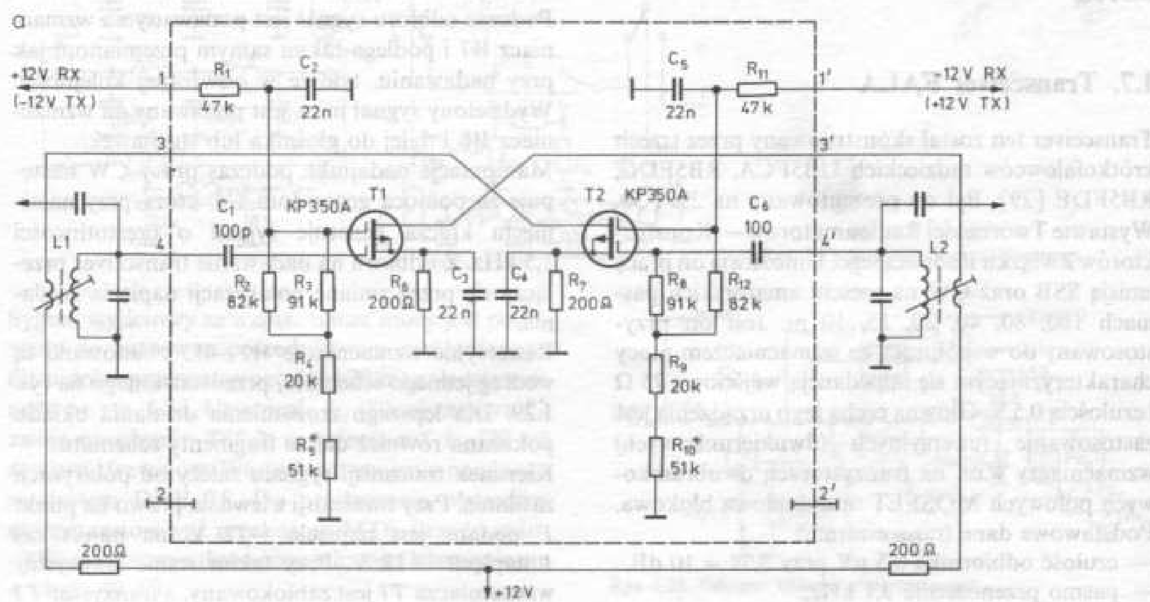
Kierunek transmisji sygnału zależy od polaryzacji zasilania. Przy transmisji z lewa na prawo na punkt *1'* podane jest napięcie −12 V, na punkt zaś *1* napięcie +12 V. Przy takim stanie tranzystor wzmacniacza *T1* jest zablokowany, a tranzystor *T2*

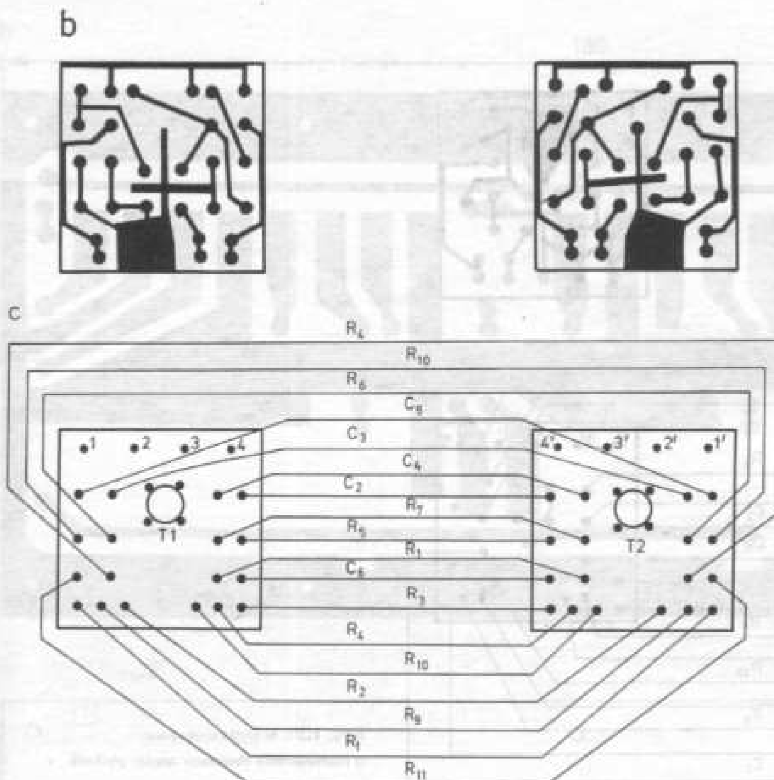




Rys. 1.28. Transceiver FALA

a) schemat blokowy, b) schemat połączeń między blokami transceivera

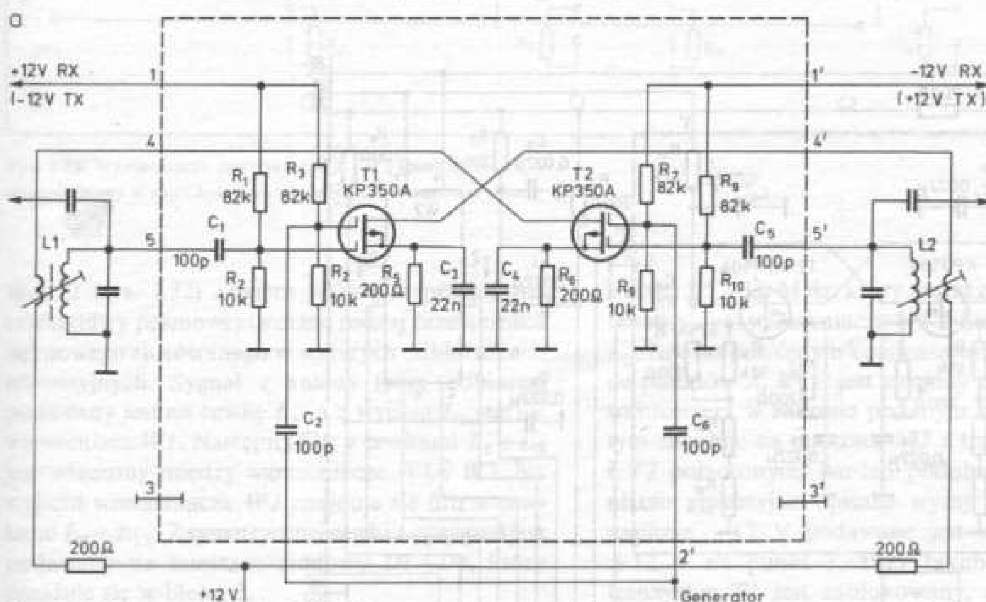




Rys. 1.29. Wzmacniacze rewersyjne *W1* ÷ *W5*

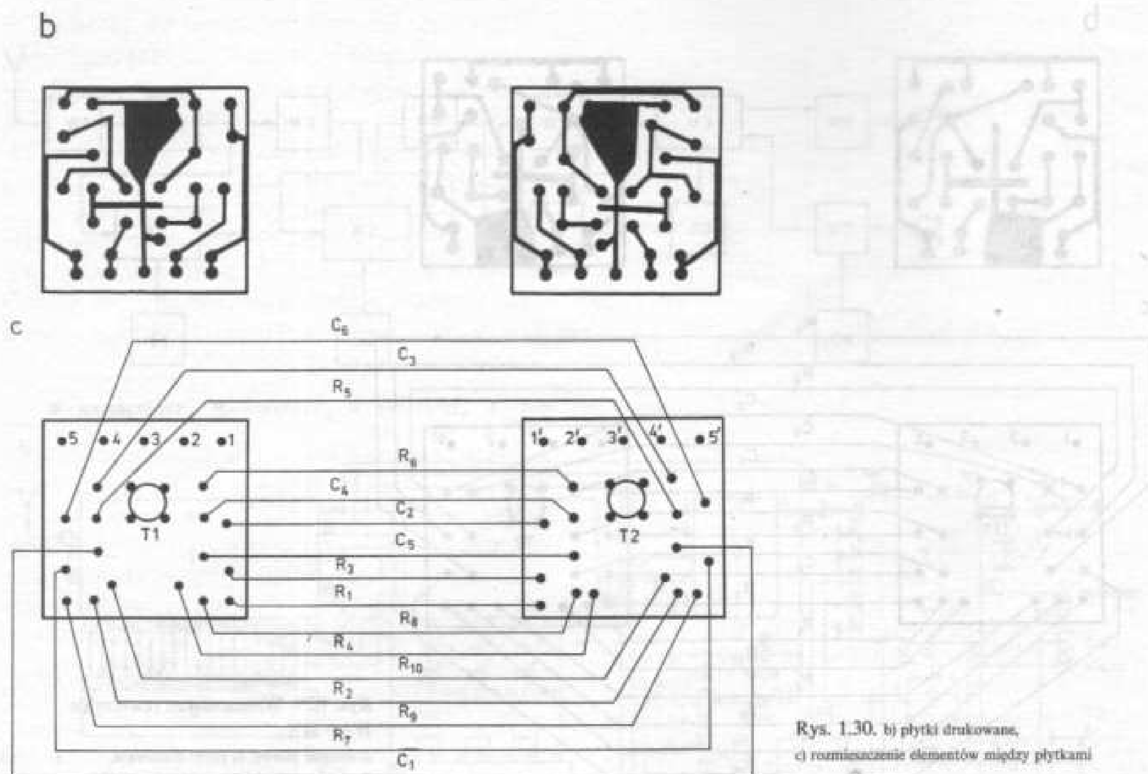
a) schemat ideowy, b) płytki drukowane, c) rozmieszczenie elementów między płytkami

jest w stanie aktywnym. Sygnał poprzez kondensator podany jest na punkt *4* i dalej, poprzez kondensator C_1, dochodzi do pierwszej bramki tranzystora *T1*. Wzmocniony sygnał odbierany jest z obwodu rezonansowego z punktu *4'*. Przy prądzie źródła równym 5 mA wzmocnienie stopnia wynosi około 20 dB. Wzmocnienie to można regulować przez zmianę wartości rezystorów R_5 i R_{10}. Należy dodać niewielkie wyjaśnienie: część sygnału z wyjścia przez kondensator C_6 jest podawana na pierwszą bramkę tranzystora *T2* i poprzez pojemność wewnętrzną dociera do cewki wejściowej. Napięcie to musi być w przeciwfazie (w niewielkim stopniu zmniejsza wzmocnienie), bowiem w przeciwnym wypadku przy nieprawidłowym podłączeniu wyprowadzeń cewek może dojść do samowzbudzenia.



Rys. 1.30. Mieszacze rewersyjne *M1* i *M2*

a) schemat ideowy

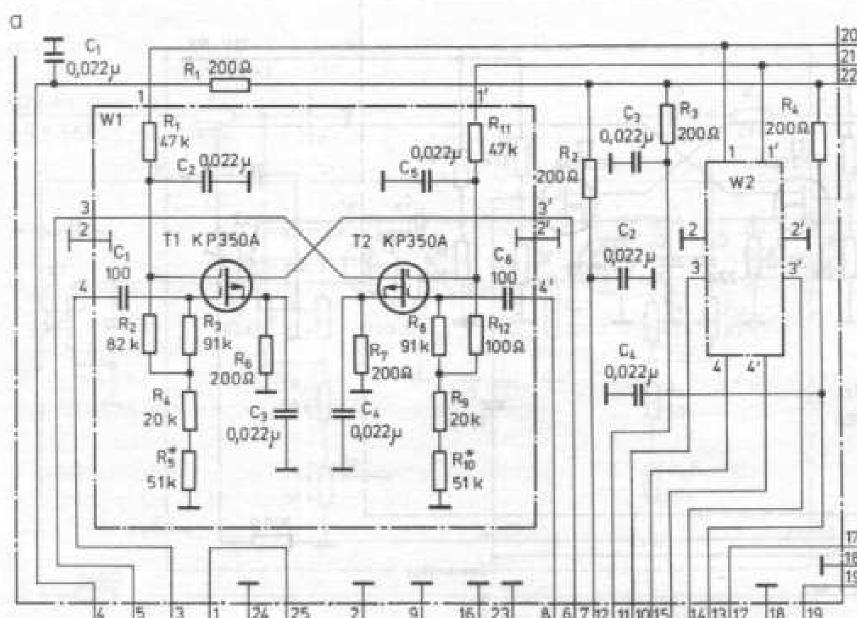


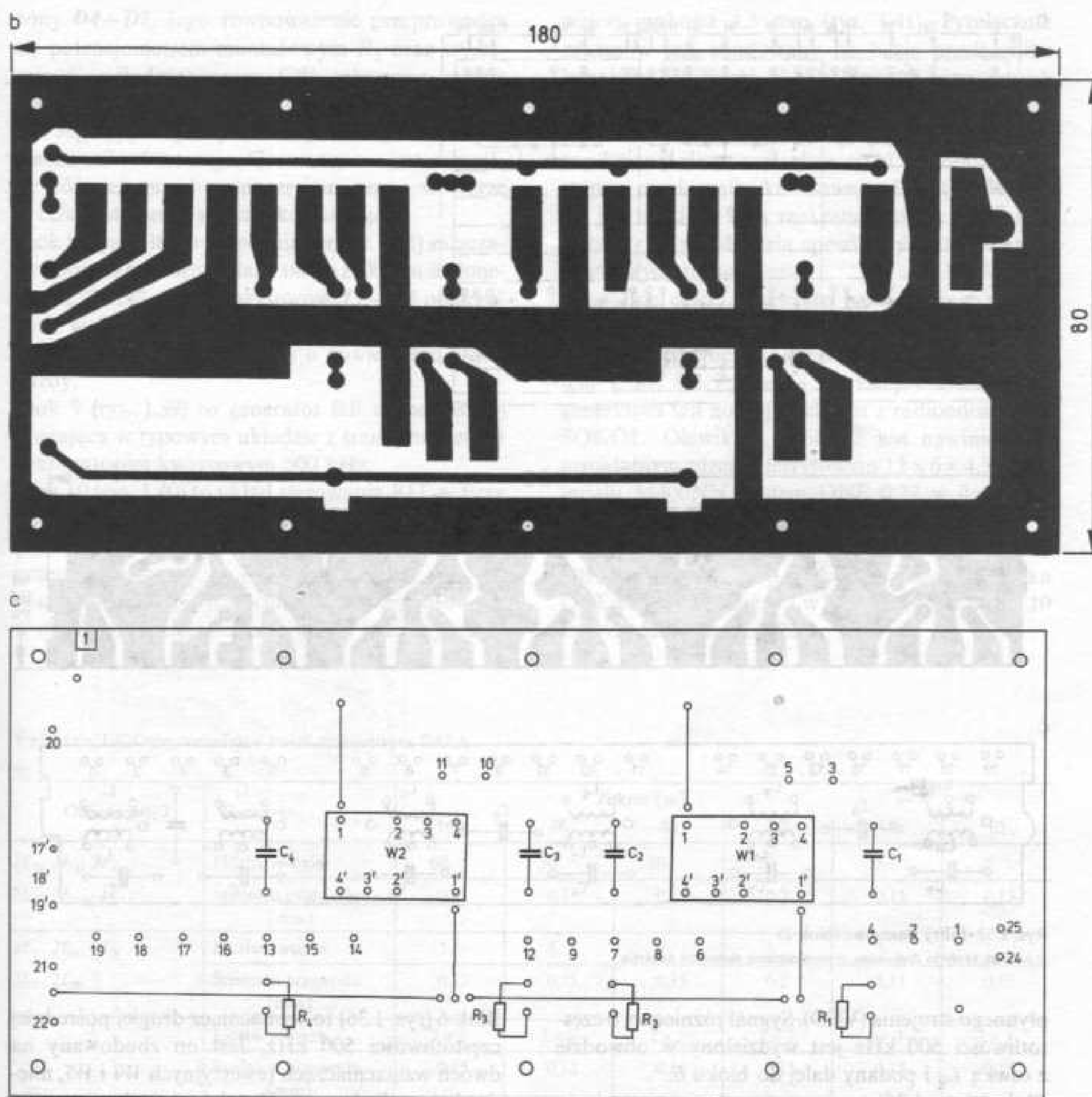
Rys. 1.30. b) płytki drukowane, c) rozmieszczenie elementów między płytkami

Przy nadawaniu kierunek transmisji ulega zmianie: na punkt *1'* jest podawane napięcie +12 V, na punkt *1* zaś napięcie −12 V i tranzystory znajdują się w przeciwnych stanach, tzn. *T1* w stanie aktywnym, a *T2* zablokowany. Rewersyjne mieszacze *M1* i *M2* zbudowane są według rys. 1.30.

Cały układ elektroniczny transceivera rozdzielono na dziesięć bloków. Połączenia montażowe między poszczególnymi blokami przedstawiono na rys. 1.28b.

Blok 1 (rys. 1.31) zawiera dwa rewersyjne wzmacniacze *W1* i *W2* konstrukcyjnie połączone w jedną całość. Gniazdo *we/wy* (wyjście *25*) zostaje połączone z anteną lub wzmacniaczem mocy.

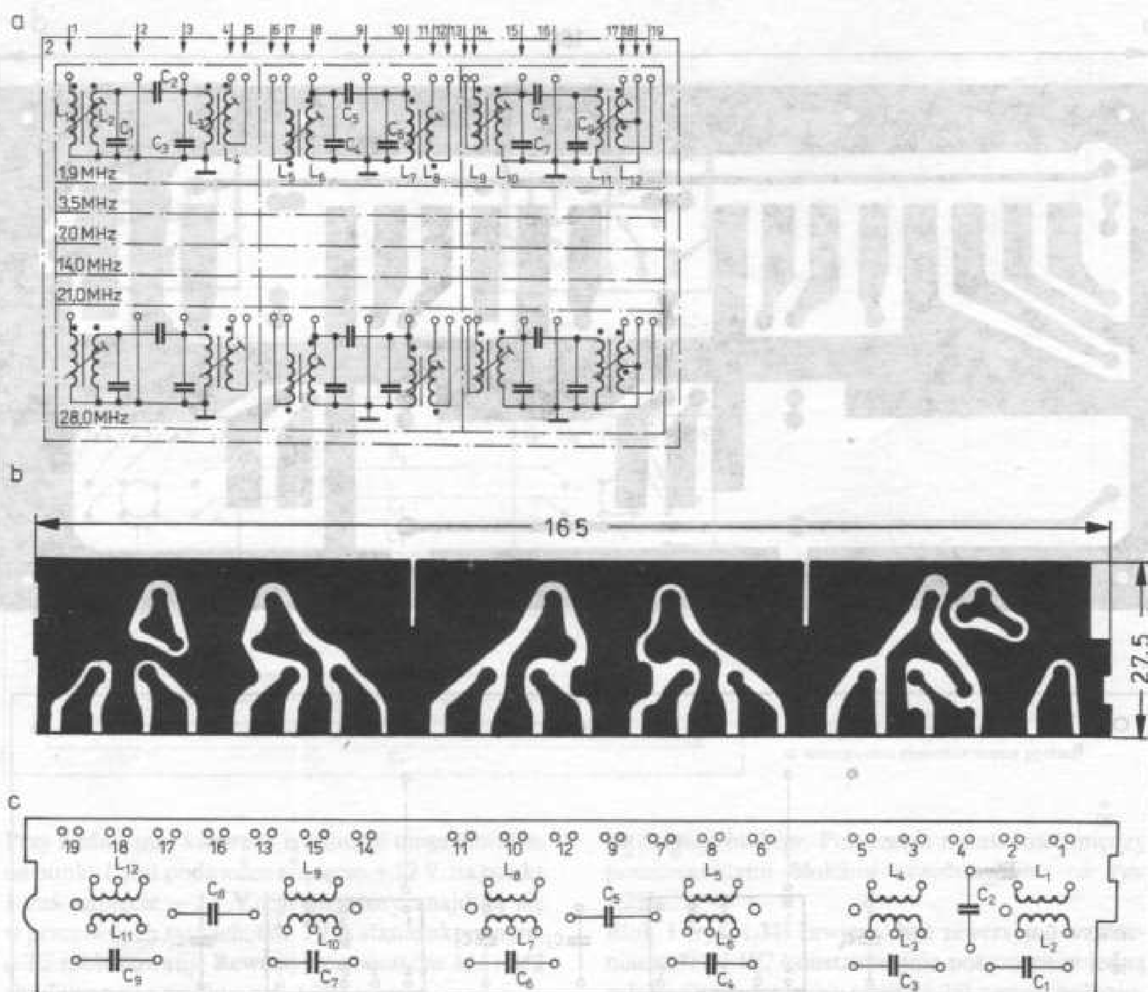




Rys. 1.31. Wzmacniacze rewersyjne *W1* i *W2* (blok 1)
a) schemat ideowy, b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów na płytce

Blok 2 (rys. 1.32) zawiera wszystkie przełączane cewki (filtry pasmowe) tworząc rodzaj przełącznika bębnowego stosowanego w starszych odbiornikach telewizyjnych. Sygnał z anteny (przy odbiorze) podawany jest na cewkę L_1, a z wyjścia L_4 steruje wzmacniacz *W1*. Następny filtr z cewkami $L_5 \div L_8$ jest włączony między wzmacniacze *W1* i *W2*. Na wyjściu wzmacniacza *W2* znajduje się filtr z cewkami $L_9 \div L_{12}$. Z symetrycznej cewki L_{12} sygnał jest podawany na mieszacz diodowy $D1 \div D4$, który znajduje się w bloku 3.

Blok 3 (rys. 1.33) obok wspomnianego mieszacza zawiera wzmacniacz pierwszej pośredniej częstotliwości 2,5 ÷ 3,0 MHz, który został zrealizowany na rewersyjnym wzmacniaczu *W3*. Filtr z cewkami L_2, L_3, L_6 oraz potrójnym kondensatorem dołączonym do punktów *A*, *B* i *C* jest strojony z płyty czołowej transceivera w zakresie podanym wyżej. W bloku tym znajduje się mieszacz *M2* z tranzystorami *T1* i *T2* połączonymi bardzo podobnie jak wzmacniacze rewersyjne opisane wyżej. Przy odbiorze napięcie −12 V podawane jest na punkt *1'*, a +12 V na punkt *1*. Przy takim stanie napięć tranzystor *T1* jest zablokowany, a *T2* w stanie aktywnym. Na mieszacz ten, oprócz sygnału z filtru o skupionej selekcji, jest podany sygnał z generatora



Rys. 1.32. Filtry pasmowe (blok 2)
a) schemat, b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów na płytce

płynnego strojenia (VFO). Sygnał różnicowy o częstotliwości 500 kHz jest wydzielony w obwodzie z cewką L_9 i podany dalej do bloku 6.
Blok 4 (rys. 1.34) to generator płynnego strojenia (*G2*) pracujący w zakresie 2,0÷2,5 MHz. Pracuje on na tranzystorze *T1* i jest przestrajany kondensatorem C_2 w wyżej podanym zakresie. Dokładne dostrojenie częstotliwości ±3 kHz następuje dzięki diodzie *D4* i potencjometrowi R_1 (rys. 1.28). Sterowanie tego układu następuje w bloku 10. Tranzystory *T2* i *T3* tworzą wzmacniacz—separator zakończony podwójnym filtrem pasmowym o szerokości pasma 500 kHz.
Blok 5 (rys. 1.35) to przełączany generator kwarcowy *G1*. Składa się on z siedmiu identycznych układów z tranzystorami *T2*÷*T8* przełączanymi napięciowo. Rezonatory kwarcowe *X1*÷*X7* pracują na częstotliwościach podanych przy opisie schematu. Sygnały wyjściowe z tych generatorów poprzez wtórnik emiterowy z tranzystorem *T1* są podawane na mieszacz rewersyjny *M1*.

Blok 6 (rys. 1.36) to wzmacniacz drugiej pośredniej częstotliwości 500 kHz. Jest on zbudowany na dwóch wzmacniaczach rewersyjnych *W4* i *W5*, między którymi włączono filtr elektromechaniczny *F1* (EMFDP-500W-3,1).
Blok 7 (rys. 1.37) to mieszacz *M3* wraz ze wzmacniaczem mikrofonowym *W7* oraz generatorem akustycznym *G4*. Przy odbiorze sygnał drugiej p.cz. jest podany na mieszacz diodowy *D4*÷*D7*. Jednocześnie na mieszacz jest podany sygnał 500 kHz z generatora BFO. Z wyjścia transformatora *TR1* i poprzez styki przekaźnika sygnał m.cz. jest podawany na wzmacniacz m.cz. (blok 8) i detektor na diodzie *D8*. Tranzystor *T3* jest wzmacniaczem sygnału ARW i *S*-metra. Z układu tego można sterować wzmacniacze rewersyjne *W1*÷*W5*. Włączenie transceivera na nadawanie następuje za pośrednictwem przekaźnika *K1* poprzez zmianę polaryzacji napięcia na rewersyjnych wzmacniaczach i mieszaczu. Sygnał z mikrofonu poprzez wzmacniacz na tranzystorze *T2* jest podany na modulator zrównowa-

żony $D4 \div D7$. Jego równoważenie przeprowadza się potencjometrem montażowym R_2 oraz trymerem C_2. Podczas pracy CW załączony zostaje generator m.cz. 1,5 kHz zbudowany na tranzystorze *T1*. Jego sygnał jest podawany na wejście wzmacniacza mikrofonowego. Generator ten jest załączany również przed rozpoczęciem pracy w eterze w celu zestrojenia stopnia końcowego.

Blok 8 (rys. 1.38) to wzmacniacz m.cz. (*W6*) załączany podczas odbioru. Składa on się z układu scalonego K237UN2 oraz tranzystorów $T1 \div T4$ połączonych w układzie przeciwsobnym. Tranzystory *T1* i *T2* mają założone radiatory o powierzchni 9 cm² każdy.

Blok 9 (rys. 1.39) to generator fali nośnej (BFO) pracujący w typowym układzie z tranzystorem *T1* i rezonatorem kwarcowym 500 kHz.

Blok 10 (rys. 1.40) to układ sterowania RIT-a. Przy nadawaniu częstotliwość generatora VFO jest ustalona przez rezystory R_1 i R_2, przy odbiorze zaś przez potencjometr R_1 (22 kΩ) (rys. 1.28).

Wszystkie płytki transceivera są zmontowane w obudowie metalowej wykonanej z blachy stalowej o grubości 1,5 mm (rys. 1.41). Przełącznik zakresów jest zbudowany na bazie przełącznika kanałów TV. Sześć płytek bloku 2 ustawionych względem siebie pod kątem 60° tworzy przełącznik pasm transceivera. Wykorzystano tu mechanizm zapadkowy oraz srebrzone styki pochodzące ze starego przełącznika kanałowego. Blok ten, podobnie jak bloki 4 i 9, są zaekranowane.

Tablica 1.4 przedstawia sposób wykonania cewek pasmowych transceivera.

Wszystkie cewki nawinięto na korpusach cewek z radioodbiornika RIGA-302. Cewka L_1 generatora VFO jest nawinięta na ceramicznym korpusie drutem DNE 0,2 i zawiera 60 zwojów. Cewka L_1 generatora fali nośnej pochodzi z radioodbiornika SOKÓŁ. Dławik L_3 bloku 7 jest nawinięty na toroidalnym rdzeniu ferrytowym 12 × 6 × 4,5 z materiału M400NN drutem DNE 0,27 w ilości 200 zwojów.

Trzysekcyjny kondensator C_{10} wchodzący w skład filtru skupionej selekcji pochodzi z radioodbiornika OCEAN. Przekaźnik *K1* w bloku 7 oraz w bloku 10 to RES-55A lub RES-22.

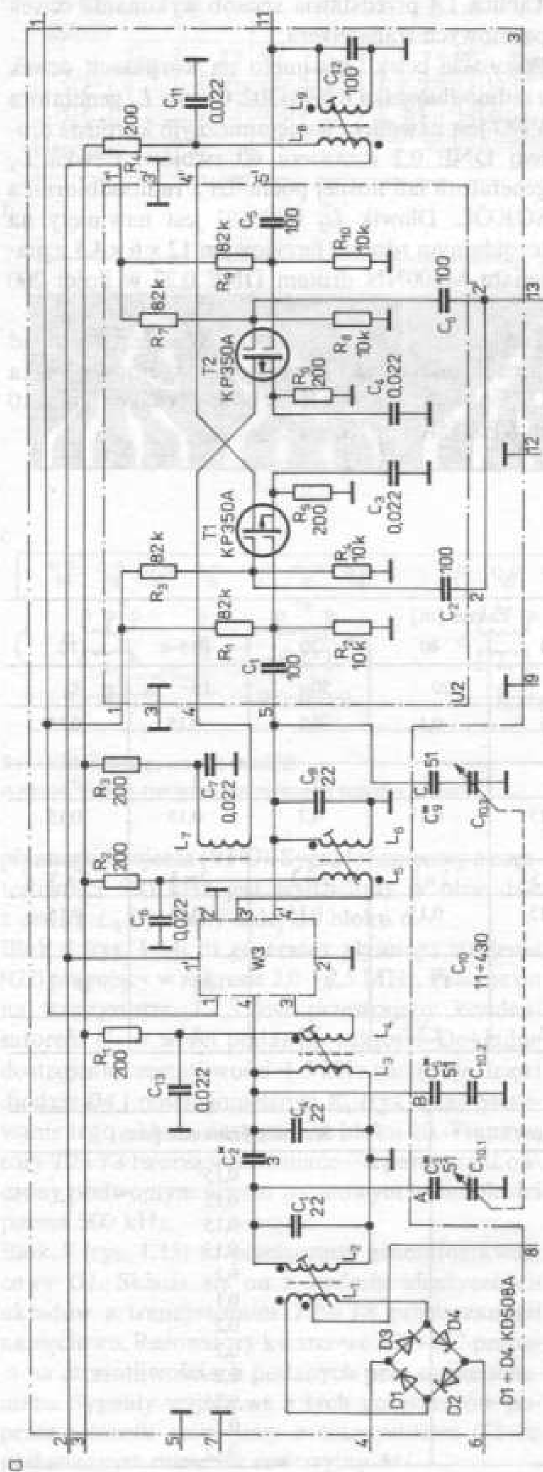
Tablica 1.4. Dane techniczne cewek transceivera FALA

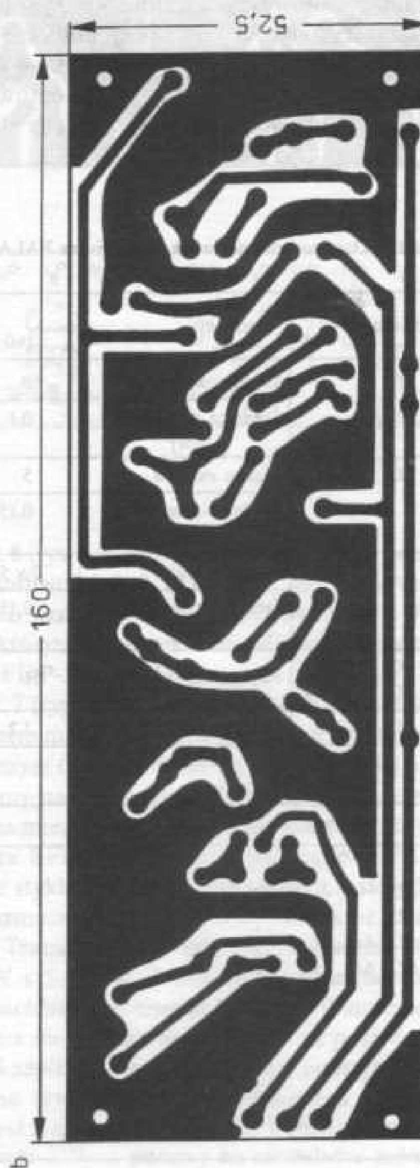
a)

Oznaczenie	Parametr	Zakres [m]					
		160	80	40	20	15	10
$2L_2$, $2L_3$, $2L_6$, $2L_7$, $2L_{10}$, $2L_{11}$	Liczba zwojów	60	30	20	50	15	8
	Średnica przewodu [mm]	0,1	0,1	0,1	0,2	0,15	0,15
$2L_1$, $2L_4$, $2L_5$, $2L_8$, $2L_9$	Liczba zwojów	5	5	5	3	3	3
	Średnica przewodu [mm]	0,15	0,15	0,15	0,2	0,15	0,15
$2L_{12}$	Liczba zwojów	2 × 5	2 × 5	2 × 5	2 × 3	2 × 3	2 × 3
	Średnica przewodu [mm]	0,15	0,15	0,15	0,15	0,15	0,15
$2C_1$, $2C_3$, $2C_4$, $2C_6$, $2C_7$, $2C_9$	Pojemność [pF]	51	82	47	33	20	18
$2C_2$, $2C_5$, $2C_8$	Pojemność [pF]	2,2	2,2	2,2	2,4	2,4	3

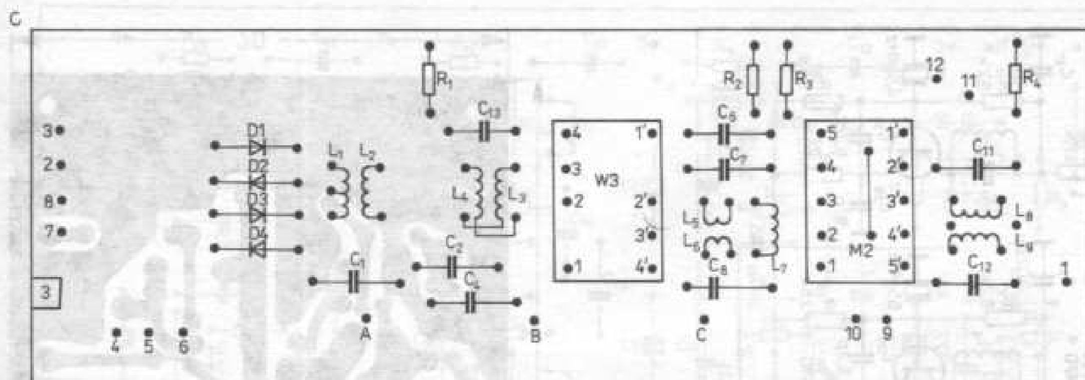
b)

Oznaczenie	Liczba zwojów	Średnica przewodu [mm]
$3L_1$	2 × 5	0,15
$3L_2$, $3L_3$, $3L_6$	40	0,15
$3L_4$, $3L_5$, $3L_7$	5	0,15
$3L_8$, $6L_2$, $6L_3$, $6L_6$, $6L_7$	16	0,15
$3L_9$, $6L_1$, $6L_4$, $6L_5$, $6L_8$, $7L_1$	150	0,1
$4L_2$, $4L_3$	60	0,1
$5L_1$, $5L_2$	8	0,2
$5L_3$	12	0,2
$5L_4$, $5L_5$	16	0,2
$5L_6$	21	0,2
$5L_7$	25	0,2
$7L_2$	10	0,15

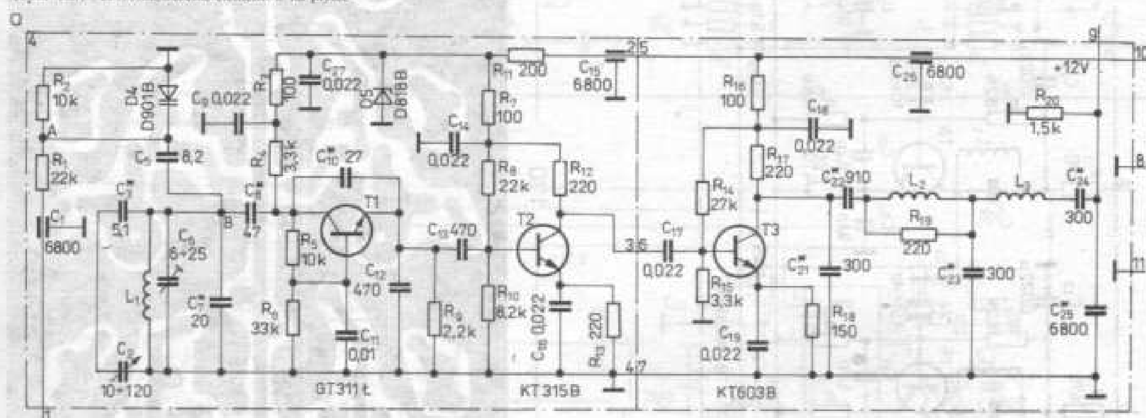


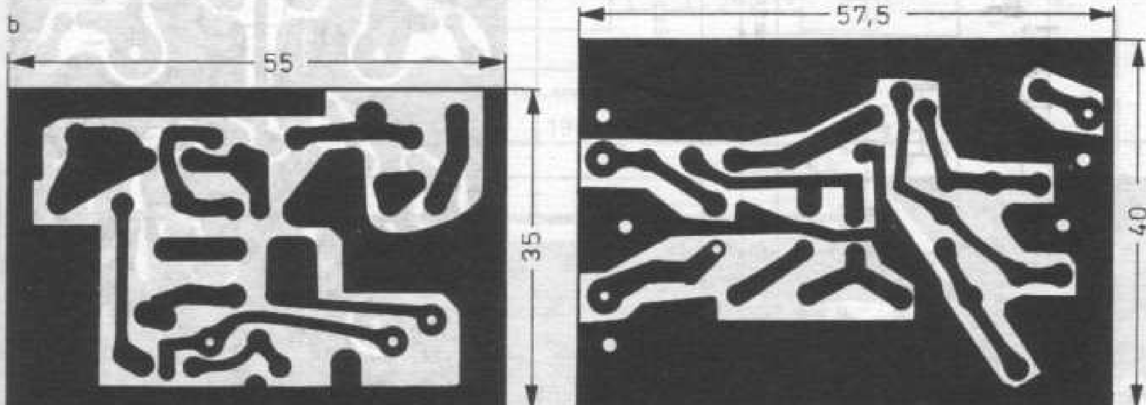


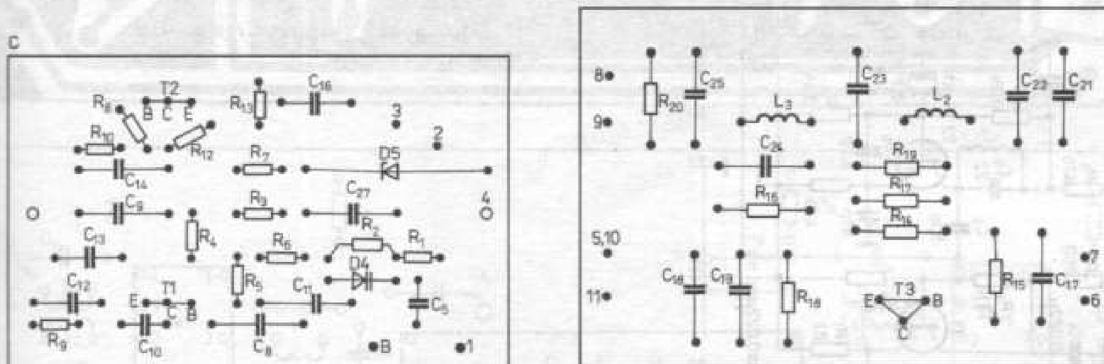
Rys. 1.33. Wzmacniacz I p.cz. (blok 3)
a) schemat, b) płytka drukowana



Rys. 1.33. c) rozmieszczenie elementów na płytce

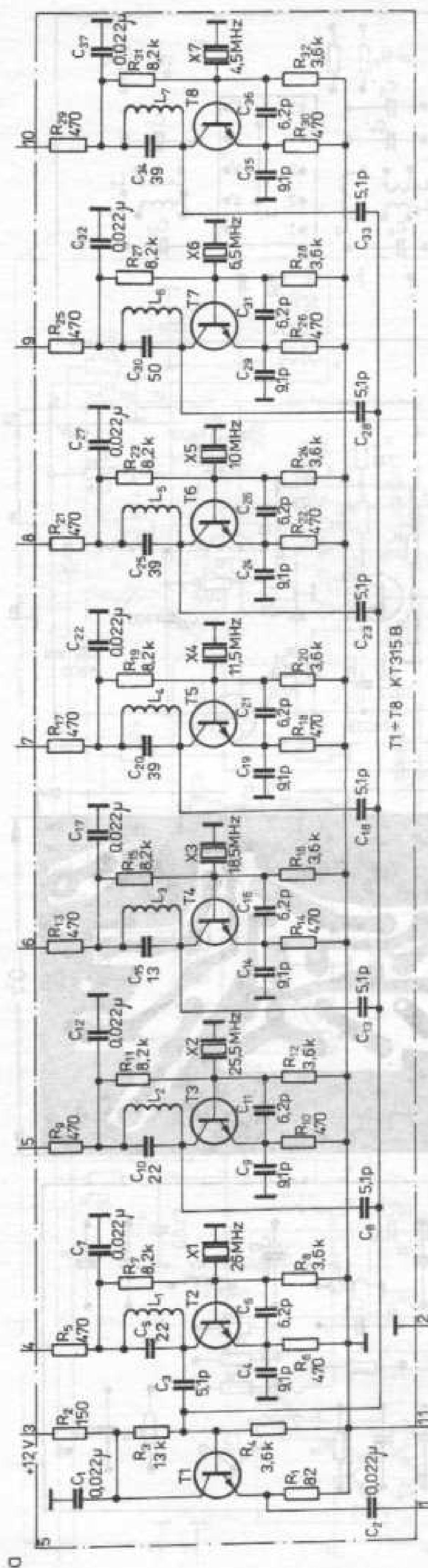


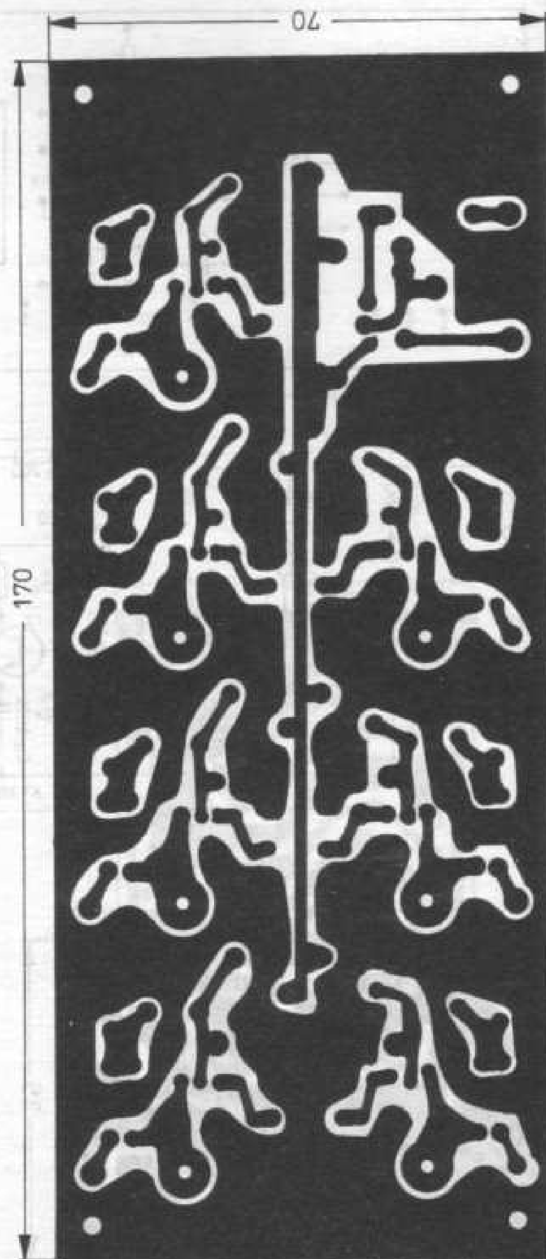




Rys. 1.34. Generator VFO — *G2* (blok 4)

a) schemat, b) płytki drukowane, c) rozmieszczenie elementów na płytkach





Rys. 1.35. Generator kwarcowy *G1* (blok 5)

a) schemat, b) płytka drukowana

Rys. 1.36. Wzmacniacz II p.cz. (blok 6)

a) schemat, b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów na płytce

c

Rys. 1.35. c) rozmieszczenie elementów na płytce

a

EMFDP-500W-31

190

53,5

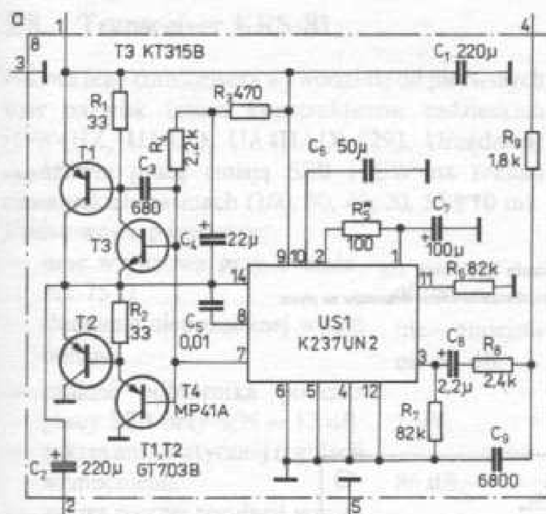
a

b

c

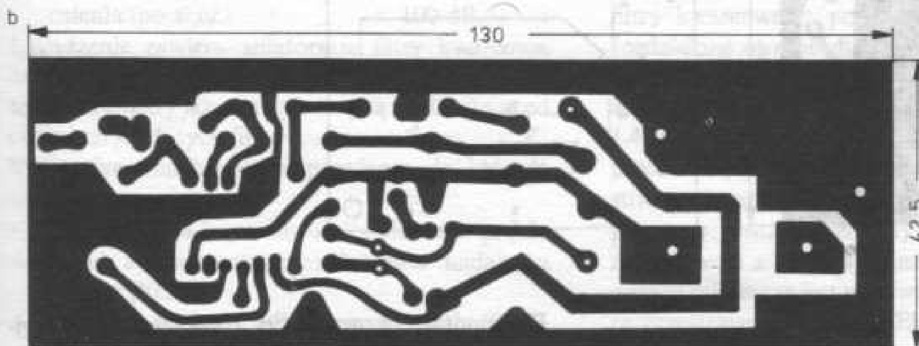
Rys. 1.37. Mieszacz *M3* (blok 7)

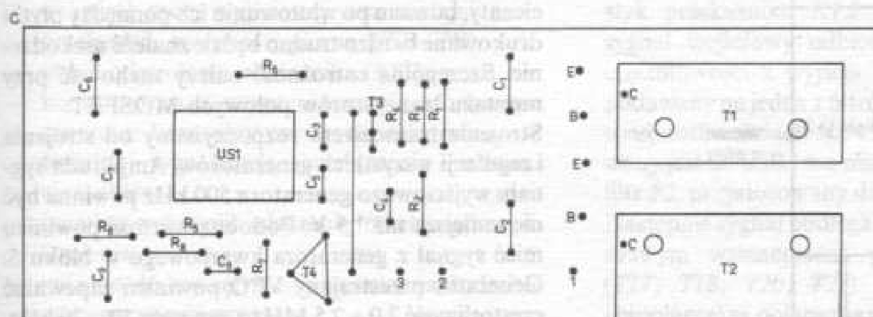
a) schemat, b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów na płytce

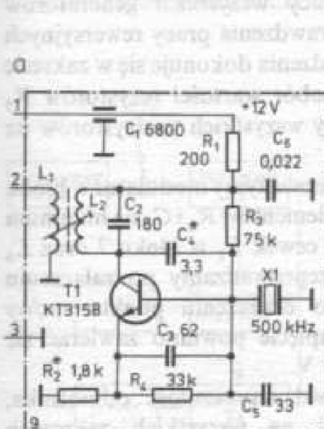


Rys. 1.38. Wzmacniacz m.cz. (blok 8)

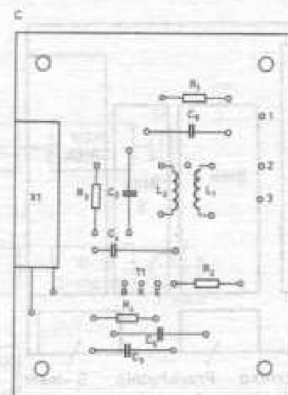
a) schemat, b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów na płytce







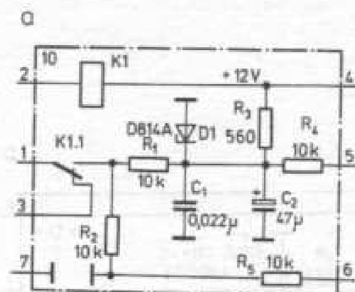




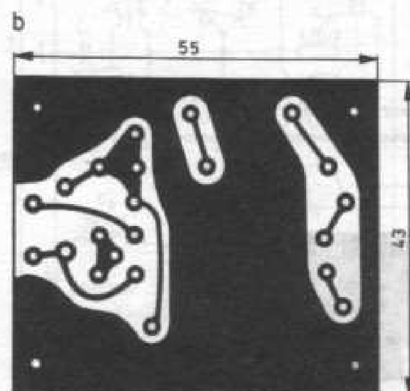
Rys. 1.39. Generator fali nośnej (blok 9)

a) schemat, b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów na płytce

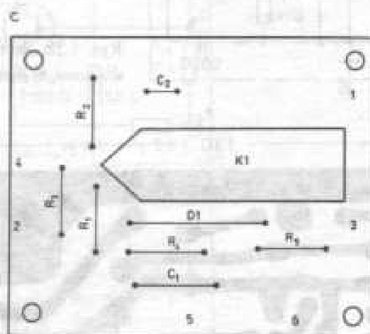
a



b



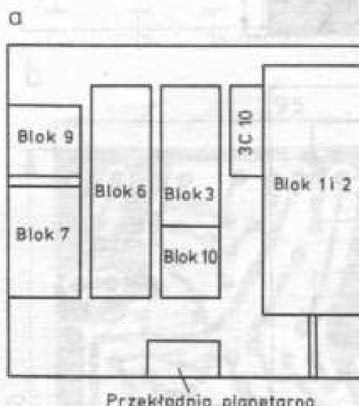
c



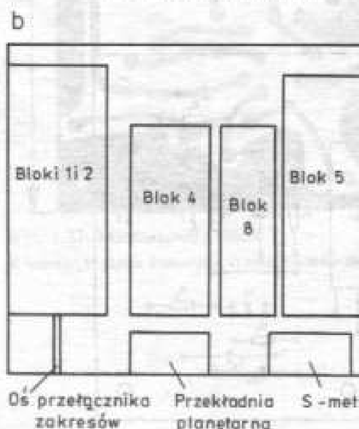
Rys. 1.40. Układ sterowania RIT (blok 10)

a) schemat, b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów na płytce

a



b



Rys. 1.41. Szkic rozmieszczenia bloków w obudowie

a) widok z góry, b) widok z dołu

Do montażu wzmacniaczy i mieszacza rewersyjnego należy stosować tylko dokładnie sprawdzone eleenty, bowiem po wlutowaniu ich pomiędzy płytki drukowane bardzo trudno będzie znaleźć uszkodzenie. Szczególną ostrożność należy zachować przy montażu tranzystorów polowych MOSFET.

Strojenie transceivera rozpoczynamy od strojenia i regulacji wszystkich generatorów. Amplituda sygnału wyjściowego generatora 500 kHz powinna być nie mniejsza niż 1,5 V. Podobną wartość powinien mieć sygnał z generatora kwarcowego w bloku 5. Generator przestrajany VFO powinien zapewniać częstotliwość 2,0 ÷ 2,5 MHz z zapasem 10 ÷ 20 kHz. Po sprawdzeniu pracy wszystkich generatorów przechodzimy do sprawdzenia pracy rewersyjnych wzmacniaczy. Sprawdzenia dokonuje się w zakresie 28 MHz. Poprzez dobór wartości rezystorów R_5 i R_{10} ustalamy prądy wszystkich tranzystorów na wartość 5 ÷ 6 mA.

Przy nadawaniu równoważymy modulator w bloku 7 za pośrednictwem elementów R_2 i C_2 na minimum fali nośnej. Strojenie cewek L_1 w bloku 7 oraz L_5 i L_8 w bloku 6 przeprowadzamy po załączeniu generatora tonu. Po obciążeniu punktu *we/wy* rezystorem 75 Ω napięcie powinno zawierać się w granicach 0,5 ÷ 0,6 V.

Przy odbiorze sprawdzamy czułość odbiornika, która powinna być na wszystkich zakresach 0,5 ÷ 0,6 μV przy bardzo dokładnym zestrojeniu wszystkich cewek.

1.8. Transceiver KRS-81

Nazwa tego transceivera wywodzi się od pierwszych liter nazwisk trzech konstruktorów radzieckich (UW4HZ, UA4JQ, UA4HAD) [29]. Urządzenie umożliwia pracę emisją SSB i CW na sześciu amatorskich pasmach (160, 80, 40, 20, 15 i 10 m).

Podstawowe parametry:

- moc wyjściowa przy obciążeniu 75 Ω — 40 W,
- tłumienie niepożądanej wstęgi bocznej — nie mniejsze niż 50 dB,
- czułość odbiornika podczas pracy SSB przy S/N = 12 dB — 1 μV,
- zakres automatycznej regulacji wzmocnienia — 86 dB,
- zakres ręcznej regulacji wzmocnienia (po w.cz.) — 100 dB.

Urządzenie zawiera amatorskie filtry kwarcowe, oddzielne do odbioru SSB i CW, i z tego względu takie parametry jak selektywność są uzależnione od charakterystyk tych filtrów.

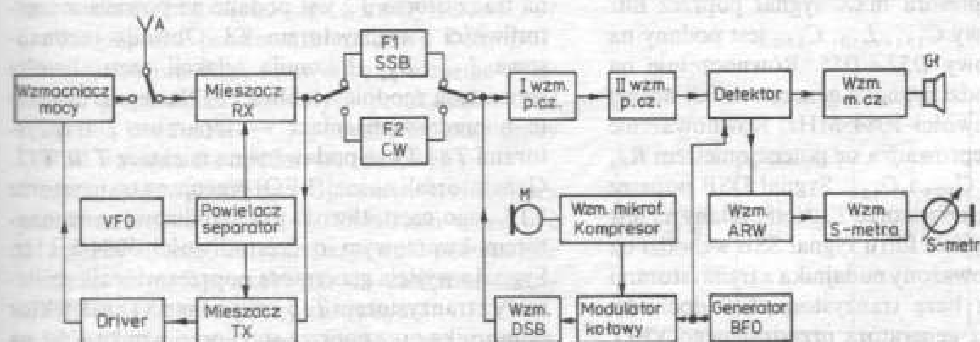
Transceiver ma bogate wyposażenie, do którego należą:

- cyfrowa skala częstotliwości, opisana w p. 3.3,
- układ automatycznego załączania nadajnika głosem (VOX),
- wskaźnik poziomu odbieranego sygnału (*S*-meter),
- wskaźnik mocy wyjściowej w.cz. nadajnika,
- przełącznik szerokości pasma (SSB-CW),
- układ odstrojenia odbiornika (RIT),
- kompresor m.cz. wzmacniacza mikrofonowego,
- generator kontrolny przy pracy telegrafią,
- świetlną sygnalizację przełączenia nadawanie/odbiór,
- świetlny wskaźnik włączenia przełącznika odstrojenia,
- gniazdo do zewnętrznego sterowania dodatkowym wzmacniaczem,
- gniazdo do podłączenia transwertera 144 lub 432 MHz przystosowanego do pracy w pasmie 28,0 ÷ 29,8 MHz (napięcie wyjściowe 200 ÷ ÷ 300 mV przy 75 Ω obciążenia).

Urządzenie ma bardzo dobre parametry dynamiczne, które zostały osiągnięte dzięki wyeliminowaniu wzmacniacza w.cz., zastosowaniu niskoszumnych tranzystorów polowych w mieszaczu zrównoważonym, zastosowaniu filtrów pasmowych oraz filtrów selektywnych częstotliwości generatora, zastosowaniu wyselekcjonowanych tranzystorów charakteryzujących się małymi szumami własnymi, dużym wzmocnieniem oraz liniowością w szerokim zakresie fal krótkich.

W celu uproszczenia konstrukcji zastosowano pojedynczą przemianę częstotliwości. Jedynymi wspólnymi blokami w transceiverze są: generator fali nośnej (BFO), generator przestrajany (VFO) oraz filtry kwarcowe, a pozostałe podzespoły zostały rozdzielone osobno dla toru nadajnika i toru odbiornika.

Schemat ideowy transceivera przedstawiono na rys. 1.42b (wkładka). Podczas odbioru sygnał z anteny przechodzący przez filtr typu π nadajnika (podstrajany kondensatorami C_1 i C_7) oraz przez filtry pasmowe zostaje przesłany do mieszacza zrównoważonego z tranzystorami *T6* i *T7*. Na drugie wejście mieszacza jest podawany sygnał z generatora przestrajanego (VFO). Elementy L_{31} oraz C_{75} tworzą eliminator sygnału p.cz. Przy nadawaniu styk przekaźnika *K1.2* zostaje zwarty blokując sygnał wejściowy odbiornika. Sygnał pośredniej częstotliwości z wyjścia transformatora *TR2* jest podawany na jeden z filtrów kwarcowych *F1* lub *F2* o częstotliwościach 5084 MHz. Filtr *F1* przystosowany jest do SSB i ma pasmo przepustowe 2,7 kHz, filtr *F2*, przystosowany do CW, ma pasmo 0,9 kHz. Następnie sygnał podlega wzmocnieniu w dwustopniowym wzmacniaczu pośredniej częstotliwości (*T17*, *T18*, *T20*, *T21*). Tranzystory te (polowe i bipolarne) są połączone w układach kaskadowych. Takie połączenie charakteryzuje się dużym zakre-



Rys. 1.42. Transceiver KRS-81
a) schemat blokowy, b) schemat ideowy (na wkładce)

sem regulacji i wzmocnieniem rzędu 76 ÷ 80 dB przy czułości 2 ÷ 4 μV. Obciążeniem każdego ze stopni wzmacniacza jest obwód rezonansowy 9 MHz.
Z wyjścia drugiego wzmacniacza p.cz. sygnał jest podawany na wejście detektora zbudowanego na tranzystorach *T25* i *T26* w układzie zrównoważonym. Równoważenie detektora następuje dzięki potencjometrowi R_{120}. Wydzielony sygnał m.cz. na wyjściu transformatora *TR5* za pośrednictwem filtru m.cz. *F3* jest kierowany na wejście wzmacniacza m.cz. zestawionego z tranzystorów *T31* ÷ *T36* oraz na wejście układu ARW zbudowanego na układzie scalonym *US3*. W pierwszym stopniu wzmacniacza w.cz. pracuje tranzystor *T31* (KT3102E) o małych szumach (sądzić należy, że odpowiednim tranzystorem będzie tu BC109). Do wyjścia wzmacniacza można odłączyć głośnik o impedancji 4 ÷ 10 Ω.
W układzie ARW sygnał podlega wzmocnieniu i poprzez transformator *TR6* jest podany na obwód detekcji z diodą *D60*. Elementy R_{143}, R_{144}, C_{182} i C_{181} decydują o stałej czasowej obwodu. Wyłączenie ARW odbywa się za pośrednictwem wyłącznika *S6*, a styki przekaźników *S4*, *S5* i *S3.3* zmieniają stałe czasowe układu odpowiednio dla pracy CW i SSB. Próg zadziałania ARW ustawia się potencjometrem R_{140}. Do ręcznej regulacji w.cz. zastosowano potencjometr R_{124}. Obwodami ARW objęte są obydwa stopnie wzmacniacza p.cz. oraz mieszacz wejściowy.
W układzie *S*-metra pracuje woltomierz zasilany w układzie mostkowym na tranzystorach *T37* i *T38*. Przy nadawaniu układ ten pracuje jako wskaźnik mocy w.cz. nadajnika.
Podczas nadawania sygnał z mikrofonu podlega wzmocnieniu we wzmacniaczu m.cz. z układem scalonym *US2* i równocześnie jest kierowany na wejście wzmacniacza VOX-a(*T27*, *T28*). Z wyjścia *US2* poprzez potencjometr R_{117} sygnał jest podany na kompresor m.cz., w którego skład wchodzą: układ scalony *US1*, tranzystory *T29* i *T30* oraz diody *D56* i *D57*. Zastosowanie tego układu zabezpiecza stopnie przed przesterowaniem i podwyższa średnią moc transceivera.
Z wyjścia kompresora m.cz. sygnał poprzez filtr dolnoprzepustowy C_{151}, L_{50}, C_{150} jest podany na modulator kołowy *D52* ÷ *D55*. Równocześnie na układ ten dochodzi sygnał z generatora fali nośnej BFO o częstotliwości 5084 MHz. Równoważenie modulatora przeprowadza się potencjometrem R_{84} oraz trymerami C_{125} i C_{126}. Sygnał DSB poprzez wzmacniacz na tranzystorze *T19* jest podany na filtr SSB — *F1*. Z wyjścia filtru sygnał SSB wchodzi na mieszacz zrównoważony nadajnika z tranzystorami *T10* i *T11*. Na bazę tranzystora *T10* dochodzi również sygnał z generatora przestrajanego VFO. Mieszacz jest równoważony potencjometrem R_{56}. Selekcji sygnału dokonuje jeden z obwodów L_{32} ÷ L_{37} w zależności od pasma. Obwód ten jest podstrajany przy pomocy diody pojemnościowej *D47* i potencjometru R_{53}. Tranzystory *T4* i *T5* tworzą wzmacniacz liniowy (driver). Układ ten charakteryzuje się dużym wzmocnieniem oraz dużą impedancją wejściową.
Końcowy wzmacniacz mocy pracuje na podwójnej tetrodzie mocy GU19 (GU29). Siatka pierwsza lampy jest polaryzowana stałym napięciem pochodzącym z bloku zasilacza (ujemna wartość tego napięcia jest tak ustalona, aby lampa pracowała liniowo, przy odbiorze zaś napięcie to wynosi −55 V i blokuje lampę). Na wyjściu filtru typu π, dopasowującego impedancję wyjściową lampy do impedancji anteny, znajduje się wskaźnik napięcia w.cz. z diodą *D41*.
Podczas pracy CW styki przekaźnika *K1.3* podają na wejście mieszacza nadajnika (bramka tranzystora *T11*) sygnał ze specjalnego generatora, którego częstotliwość w stosunku do częstotliwości generatora fali nośnej (BFO) różni się o 1 kHz. Sygnał ten jest wytwarzany w generatorze z tranzystorem *T13*. Sygnał ten przechodzi następnie przez wzmacniacz — separator na tranzystorze *T12* oraz poprzez specjalny układ z tranzystorem *T14*. Równocześnie sygnał ten poprzez kondensatory C_{102} i C_{139} jest kierowany na wejście detektora odbiornika w celu słuchowej kontroli nadawania CW. Manipulacja CW następuje poprzez kluczowanie obwodu z rezystorem R_{57}. Detektor i wzmacniacz p.cz. odbiornika nie jest wyłączany podczas nadawania.
Praca nadajnika podczas strojenia odbywa się tak samo, jak podczas pracy CW.
Generator VFO jest zbudowany na tranzystorze *T1* z uziemioną bramką. Dioda Zenera *D46* stabilizuje napięcie zasilania. Przestrojenie częstotliwości następuje za pomocą kondensatora C_{38}. W celu podstrojenia odbiornika w zakresie ±3 kHz, na diodę pojemnościową *D45* jest podane napięcie regulowane potencjometrem R_8 (RIT). Jest on włączany przełącznikiem S_2. Zero RIT-a (zgodność częstotliwości nadawania i odbioru) ustala się potencjometrem R_4. Napięcie VFO poprzez separator na tranzystorze *T2* jest podane na powielacz częstotliwości z tranzystorem *T3*. Obwody rezonansowe L_{38} ÷ L_{43} dokonują selekcji częstotliwości generatora zgodnie z tablicą 1.5. Następnie sygnały te poprzez wzmacniacz — separator z tranzystorami *T8* i *T9* są podawane na mieszacz *T10*, *T11*.
Generator fali nośnej (BFO) pracuje na tranzystorze *T19*. Jego częstotliwość jest stabilizowana rezonatorem kwarcowym o częstotliwości 5084,5 kHz. Sygnał z wyjścia generatora poprzez wtórnik emiterowy z tranzystorem *T16* jest podawany na detektor odbiornika oraz poprzez styki przekaźnika *K5.1* na modulator nadajnika (podczas pracy SSB).
Przełączenie transceivera z odbioru na nadawanie

Rys. 1.43. Schemat ideowy zasilacza transceivera

Tablica 1.5. Częstotliwości pracy VFO transceivera

Pasmo [m]	VFO [MHz]	VFOwy [MHz]
10	1,458 ÷ 12,308	22,916 ÷ 24,616
15	7,958 ÷ 8,183	15,916 ÷ 16,366
20	8,916 ÷ 9,266	8,916 ÷ 9,266
40	6,042 ÷ 6,142	12,084 ÷ 12,284
80	8,584 ÷ 9,084	8,584 ÷ 9,084
160	6,934 ÷ 7,034	6,934 ÷ 7,034

jest dokonywane dzięki przekaźnikowi *K6* (ręcznie lub za pośrednictwem VOX-a).

Układ VOX-a jest zbudowany na tranzystorach *T22—T24*. Na układ ten jest podany sygnał ze wzmacniacza mikrofonowego z tranzystorami *T27* i *T28* poprzez prostownik diodowy *D50, D51*. Potencjometrem R_{105} ustawia się opóźnienie wyłączenia przekaźnika *K6*. Styki przekaźnika *S4.4* odłączają kondensator C_{144} (niezbędny przy pracy CW ze względu na opóźnienie czasowe).

Schemat ideowy zasilacza opisanego transceivera przedstawiono na rys. 1.43. Układ ten może być wykonany inaczej, ale musi zapewnić następujące wartości napięć potrzebnych do zasilania lampy GU29 oraz układu tranzystorowego:

+700 V/250 mA — napięcie anodowe lampy GU29,
+260 V/20 mA (stab.) — napięcie siatki drugiej lampy GU29,
−55 V/150 mA (stab.) — do polaryzacji siatki pierwszej lampy GU29 oraz zasilania drivera (*T4, T5*),

Rys. 1.44. Szkic rozmieszczenia elementów w obudowie
a) widok z góry, b) widok z dołu

+12 V/600 mA (stab.) — do zasilania części tranzystorowej,

ok. 6,3 V/1,2 A — napięcie żarzenia lampy GU29.

Pozostałe wartości napięć są przystosowane do elektronicznej skali cyfrowej (opisanej w rozdziale 3) i mogą być pominięte przy zastosowaniu skali mechanicznej:

+5 V/1 A — napięcie do zasilania układów TTL,

+12 V/20 mA — napięcie do zasilania dekodera wyświetlacza,

ok. 1,1 V/300 mA — napięcie żarzenia wskaźnika cyfrowego.

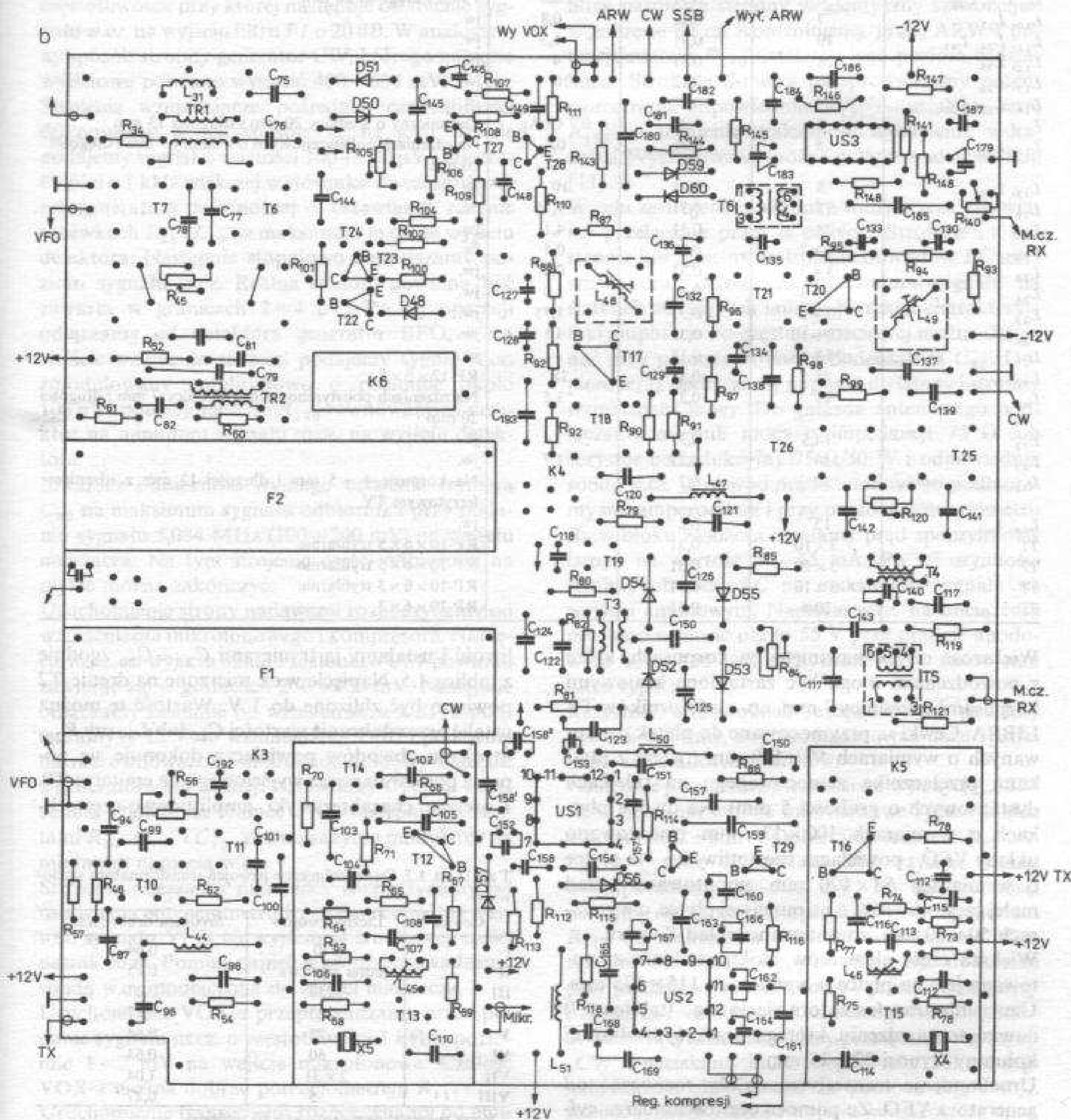
Cały transceiver łącznie z zasilaczem i wyświetlaczem cyfrowym jest zmontowany w obudowie z blachy duraluminiowej o wymiarach 375 × 325 × 150 mm. Górna część obudowy jest wygięta w kształcie litery U. Blok wzmacniacza końcowego jest oddzielony ekranującą przegrodą.



Szkic rozmieszczenia poszczególnych elementów w obudowie przedstawiono na rys. 1.44.

Wszystkie obwody rezonansowe (filtry pasmowe, odczepy cewki filtru typu π, kondensatory generatora VFO) są ustawione w bliskim sąsiedztwie przełącznika *S1*, którego oś przechodzi przez całą głębokość transceivera.

Większość elementów transceivera jest zmontowana na płytce drukowanej o wymiarach 190 × × 220 mm, przedstawionej na rys. 1.45a. Rozmieszczenie elementów na płytce przedstawia rys. 1.45b. Znajdują się na nim elementy: zrównoważonego mieszacza odbiornika p.cz., detektora, układu ARW, szerokopasmowego wzmacniacza, wzmacniacza m.cz. z kompresorem, układu VOX-a, zrównoważonego modulatora, wzmacniacza sygnału DSB, mieszacza nadajnika, generatora fali nośnej, generatora CW, a także kwarcowe filtry *F1* i *F2*, które są zamontowane w metalowych ekranach 25 × 90 mm. Dane obwodów rezonansowych zawiera tablica 1.6.



Rys. 1.45. Płytka drukowana zasadniczej części transceivera oraz rozmieszczenie elementów na płytce

Tablica 1.6. Dane techniczne cewek transceivera

Oznaczenie	Liczba zwojów	Średnica przewodu [mm]	Indukcyjność [μH]	Korpus, rdzeń [mm]
L_1	4 × 15	0,31		Ceramiczny o średnicy 12 mm i dł. 40 mm na okrągłym
$L_{2.1}$	5	1,64	0,7	korpusie w dwóch warstwach
$L_{2.2}$	7	1,2	0,8	50 × 25 × 15 mm
$L_{2.3}$	14	0,64	2,9	
$L_{2.4}$	40	0,64	7,1	
L_3	6	1,64		Powietrzna o średnicy 25 mm na rezystorze MŁT-1
L_4, L_5	3	0,31		w dwóch warstwach na średnicy 20 mm i długości 90 mm
L_6		0,31		do zapełnienia na rdzeniach polistyrenowych o średnicy
L_9, L_{17}, L_{32}	6	0,31	0,6	7 mm i długości 20 mm
L_{10}, L_{33}	7	0,31	0,8	jw.
L_{11}, L_{34}, L_{41}	10	0,31	1,3	jw.
L_{12}, L_{35}	28	0,31	4	jw.
L_{13}, L_{36},	35	0,12	10	jw.
L_{14}, L_{21}, L_{37}	50	0,18	—	jw.
L_{15}	8	0,31	0,7 CuAg	Ceramiczny o średnicy 20 mm i długości 13 mm
L_{16}, L_{38}	5	0,31	0,4	Na rdzeniach polistyrenowych o średnicy 7 mm i długości 20 mm
L_{18}, L_{39}	8	0,31	10	jw.
L_{19}	15	0,31	1,75	jw.
L_{20}	28	0,31	4,1	jw.
L_{22}	3+2	0,31	0,4	jw.
L_{23}	3+3	0,31	0,6	jw.
L_{24}	5+3	0,31	1,0	jw.
L_{25}	10+5	0,31	1,75	jw.
L_{26}	18+10	0,31	4,1	jw.
L_{27}	35+15	0,18	—	jw.
L_{31}	25	0,31	18	RP-12 × 6 × 5
L_{40}	13	0,31	1,5	Na rdzeniach polistyrenowych o średnicy 7 mm i długości 20 mm
L_{42}	14,5	0,31	1,4	jw.
L_{43}	16	0,25	1,7	jw.
L_{45}, L_{46}	30	0,2		Na korpusie ϕ = 5 mm i długości 13 mm z rdzeniem ferrytowym TV
L_{48}, L_{49}	15	0,2		jw.
T1	3 × 10	0,31		RP-10 × 6 × 5 tryfilarnie
T2	3 × 10	0,31		RP-10 × 6 × 5 tryfilarnie
T4	3 × 10	0,31		RP-10 × 6 × 3 tryfilarnie
T3	20/6	0,31		RP-10 × 6 × 3

Większość cewek nawinięto na korpusach, które z powodzeniem mogą być zastąpione krajowymi korpusami o średnicy 7 mm, np. z odbiorników TV LIBRA. Cewki są przymocowane do płytek drukowanych o wymiarach 50 × 150 mm (razem z płytkami przełącznika zamocowanego na tulejkach dystansowych o grubości 5 mm). Na dwóch płytkach o wymiarach 100 × 135 mm zmontowano układy VFO i powielacza częstotliwości. Na płytce o wymiarach 53 × 120 mm zmontowano układ małej częstotliwości, a na mniejszej płytce, o wymiarach 50 × 60 mm, zmontowano układ *S*-metra.
Większa część elementów bloku zasilania zmontowana jest na płytce o wymiarach 115 × 175 mm. Uzwojenia transformatora sieciowego (tablica 1.7) nawinięto na rdzeniu, którego przekrój środkowej kolumny wynosi 32 × 25 mm.
Uruchomienie transceivera należy rozpocząć od generatora VFO. Za pomocą częstościomierza cyfrowego dołączonego do C_{43} kontrolujemy częstotliwość i ustalamy ją trymerami $C_{25} \div C_{30}$ zgodnie z tablicą 1.5. Napięcie w.cz. mierzone na drenie *T2* powinno być zbliżone do 1 V. Wartość tę można ustalić przez dobranie wartości C_{40} lub L_{29} czy R_{27}. Strojenie obwodów powielacza dokonuje się poprzez pomiar napięcia wyjściowego na emiterze *T9*. Korekcję charakterystyki amplitudowo-częstotli-

Tablica 1.7. Dane techniczne uzwojeń transformatora sieciowego

Cewka	Liczba zwojów	Średnica drutu [mm]
I	970	0,64
II	jedna warstwa[1)]	0,15
III	1250	0,27
IV	225	0,27
V	75	0,64
VI	50	0,64
VII	2 × 31	1,04
VIII	5	0,27

[1)] Można zastosować nie zamknięty zwój foli miedzianej.
Przekrój środkowej kolumny rdzenia $S = 8\ cm^2$.

wościowej można przeprowadzać dobierając kondensator C_{55}. Napięcie w.cz. na wszystkich zakresach (mierzone w części środkowej pasma) powinno być zbliżone do 1,5 V.
Przy uruchamianiu płytki głównej transceivera w pierwszej kolejności stroimy cewkę generatora fali nośnej L_{46} na maksimum napięcia w.cz. na emiterze *T16*. Dobieramy wartość kondensatora C_{116} tak, by uzyskać poziom napięcia rzędu 1,3 ÷ 1,6 V. Częstotliwość generatora korygujemy trymetrem C_{114} w ten sposób, aby ustawić wartość częstotliwości, przy której następuje osłabienie sygnału w.cz. na wyjściu filtru *F1* o 20 dB. W analogiczny sposób stroimy generator CW, którego napięcie wyjściowe powinno wynosić 400 ÷ 600 mV.
Strojenia wzmacniacza pośredniej częstotliwości dokonujemy w ten sposób, że na jego wejście podajemy sygnał o wartości 100 ÷ 300 μV i częstotliwości o 1 kHz większej w stosunku do częstotliwości generatora fali nośnej i ustawiamy rdzenie w cewkach L_{48} i L_{49} na maksimum m.cz. na wyjściu detektora. Następnie stopniowo zmniejszamy poziom sygnału w.cz. Realna czułość powinna być zawarta w granicach 2 ÷ 4 μV. Po tej operacji odłączamy od detektora generator BFO, a na wejście wzmacniacza p.cz. podajemy sygnał w.cz. zmodulowany amplitudowo o poziomie około 100 μV i potencjometrem R_{120} równoważymy detektor na minimum sygnału m.cz. na wyjściu detektora.
Mieszacz odbiornika wymaga ustalenia trymera C_{80} na maksimum sygnału odbiornika przy podaniu sygnału 5,084 MHz (100 ÷ 200 mV) na wejściu mieszacza. Na tym strojenie części odbiorczej na płytce można zakończyć.
Uruchomienie strony nadawczej rozpoczynamy od wzmacniacza mikrofonowego i kompresora. Napięcie m.cz. na wyjściu układu scalonego *US1* powinno zawierać się w granicach 250 ÷ 400 mV. Następnie odłączamy zasilanie od wzmacniacza *US1*, a podłączamy +12 V do wzmacniaczy DSB i podajemy na rozrównoważony modulator diodowy napięcie z generatora fali nośnej. Ustawiamy C_{122} na maksimum sygnału na bramce *T19*. Następnie elementami R_{84}, C_{125} i C_{126} równoważymy modulator na minimum napięcia w.cz.
Strojenie mieszacza nadajnika rozpoczynamy od ustawienia potencjometru R_{56} na maksymalną wartość sygnału VFO na wyjściu w środkowej części pasma 20 m. Pomiar napięć w.cz. przeprowadzamy sondą w.cz. podłączoną do źródeł mieszacza.
Uruchomienie VOX-a przeprowadzamy przez podanie sygnału m.cz. o częstotliwości 1 kHz i poziomie 1 ÷ 2 mV na wejście mikrofonowe. Czułość VOX-a można dobrać potencjometrem R_{117}.
Uruchomienie transceivera rozpoczynamy od emisji SSB. Do wyjścia m.cz. podłączamy słuchawki i miliwoltomierz. Po zwarciu wejścia antenowego ustawiamy potencjometr R_{45} (równoważenie mieszacza) na minimum szumów na wyjściu. Ustawiamy przełącznik zakresów w położeniu 80 m, podajemy na wejście antenowe sygnał z generatora o poziomie 100 ÷ 200 μV i stroimy wejściowe filtry odbiornika na maksimum sygnału m.cz. w słuchawkach. Po tej czynności korygujemy zestrojenie eliminatora p.cz. W tym celu podajemy sygnał 5,084 MHz i amplitudzie 10 ÷ 20 mV i korygujemy C_{75} na minimum sygnału wyjściowego. Pozostałe filtry pasmowe stroimy w identyczny sposób, jak w zakresie 80 m. Kontrolujemy pracę ARW i potencjometrem R_{140} ustalamy jego poziom zadziałania. Strojenie *S*-metra przeprowadzamy potencjometrami, odpowiednio: R_{151} — ustalenie zera, R_{153} — ustalenie maksimum wychylenia wskaźnika. Wyskalowanie można przeprowadzić według [11].
W celu zestrojenia nadajnika transceivera ustawiamy przełącznik pracy w pozycji „Strojenie", a następnie korygujemy zestrojenie obwodów *LC* mieszacza oraz drivera na maksimum sygnału na siatkach sterujących lampy. Korekcji charakterystyki amplitudowo-częstotliwościowej można dokonać przy pomocy doboru kondensatora C_{84}. Dopiero teraz podłączamy napięcia do lampy i stroimy wzmacniacz mocy. Do gniazda antenowego podłączamy miernik mocy o impedancji 75 Ω lub rezystor bezindukcyjny 75 Ω/50 W i odpowiednią sondę w.cz. W obwód prądu anodowego podłączamy miliamperomierz i przy pomocy potencjometru R_7 w bloku zasilacza ustalamy prąd spoczynkowy lampy na wartość 50 ÷ 55 mA. Po tej czynności stroimy obwody *LC* na maksimum sygnału na wyjściu antenowym. Napięcie w.cz. na obciążeniu powinno wynosić około 55 V przy prądzie anodowym 130 ÷ 150 mA (oczywiście przy zestrojeniu filtru typu π).
Rezystory w obwodach rezonansowych powinny być tak dobrane, aby skompensować duże spadki mocy na krańcach zakresów.
Następnie przełączamy transceiver w pozycję „SSB" i podajemy na wejście mikrofonowe sygnał 1 kHz o poziomie 2 ÷ 3 mV. Dobieramy rezystor R_{82} tak, by na bramce tranzystora *T11* uzyskać sygnał o amplitudzie 300 ÷ 500 mV. Po tej czynności ustalamy poziom kompresora potencjometrem R_{117} na maksimum wartości wzmocnienia. Optymalne ustawienie R_{117} powinno być dokonane przy podłączonym mikrofonie i przesłuchaniu sygnału za pośrednictwem kontrolnego odbiornika.
W końcowej fazie ustawiamy przełącznik w pozycji „CW" i naciskamy klucz telegraficzny. Jakość sygnału można skorygować za pomocą R_{24} i R_{25}. Jakość sygnału m.cz. na wyjściu wzmacniacza m.cz. można ustalić za pomocą C_{102} i C_{139}.

1.9. Zmodernizowany transceiver według UW3DI

Różnica między opisywanym układem a oryginalnym układem opracowanym przez radzieckiego krótkofalowca UW3DI (opis w miesięczniku „Radio" nr 4, 5, 6/74) polega na zastąpieniu lamp elektronowych tranzystorami polowymi oraz przystosowaniu układu do elementów krajowych wszędzie, gdzie taka możliwość istniała. Wyjątek stanowi tu filtr elektromechaniczny 500 kHz oraz lampa końcowa stopnia mocy GU29.

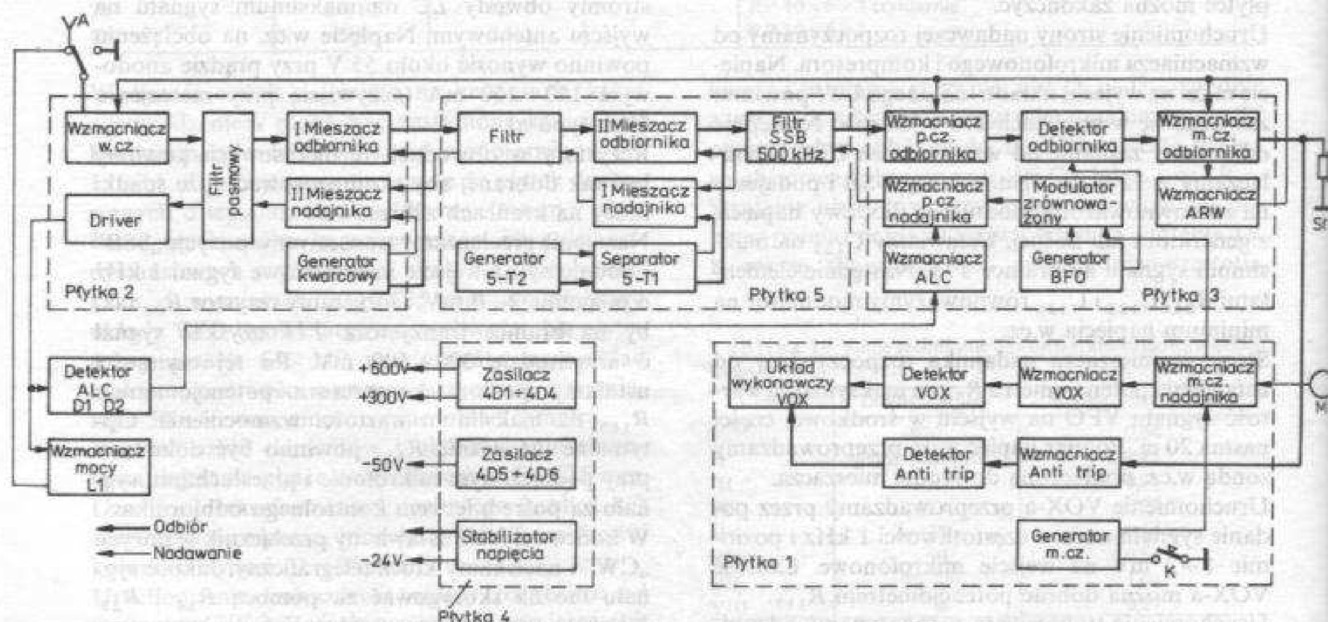
Transceiver jest przeznaczony do pracy emisją SSB i CW na amatorskich pasmach 3,5, 7, 14, 21, 28 (28,0 ÷ 28,5 i 28,5 ÷ 29,0) MHz. Czułość odbiornika na wszystkich pasmach jest większa niż 0,5 μV przy S/N = 10 dB. Pasmo przenoszenia odbiornika zawiera się w granicach 0,3 ÷ 3,0 kHz. Wzmacniacz ARW zapewnia przy zmianie sygnału wejściowego w granicach 1 μV ÷ 50 mV zmianę napięcia na wyjściu mniejszą niż 6 dB. Moc doprowadzona do anody lampy stopnia końcowego nadajnika wynosi 50 W na wszystkich pasmach. Układ nadajnika objęty jest pętlą automatycznej regulacji mocy — ALC.

Schemat blokowy transceivera jest przedstawiony na rys. 1.46. Zastosowano tu podwójną przemianę częstotliwości z wykorzystaniem radzieckiego filtru elekromechanicznego 500 kHz. Schemat ideowy całego transceivera przedstawiono na rys. 1.47 (wkładka). Oznaczenia elementów na schemacie poprzedzone są cyframi 1 ÷ 5 (poza lampowym stopniem mocy i innymi elementami montowanymi sposobem przestrzennym bez użycia płytek drukowanych). Są to numery bloków, w których dane elementy pracują: 1 — blok m.cz. nadajnika, 2 — blok w.cz., 3 — blok p.cz. i m.cz. odbiornika, 4 — blok zasilania, 5 — blok generatora oraz II mieszacza wraz z filtrami.

Przy odbiorze sygnał z anteny przez gniazdo *G2*, kondensator C_2 i styki przekaźnika *P2/1* lub gniazdo *G1* i kondensator C_1 (w wypadku zastosowania osobnej anteny) jest przekazywany na wejściowy obwód wzmacniacza w.cz. odbiornika. Na zakresach 3,5 ÷ 14 MHz obwód ten składa się z cewki $2L_1$ i kondensatorów $2C_1$, $2C_3$, $2C_6$, $2C_7$. W pasmach 21 ÷ 28 MHz zamiast kondensatorów włączona jest cewka $2L_2$. Poważnym mankamentem opisanego obwodu wejściowego jest brak możliwości zmiany jego sprzężenia z anteną i tranzystorem przy zmianie pasma. Jak wykazała praktyka, przy mniejszych częstotliwościach, gdzie stopień zakłóceń jest bardzo duży, najwygodniejsze byłoby słabe sprzężenie obwodu, natomiast przy pasmie 28 MHz może się okazać, że lepiej będzie zwiększyć sprzężenie z anteną.

Wzmacniacz w.cz. zbudowany jest na tranzystorach *2T1* i *2T2* (BF256, BF194) połączonych kaskadowo. Układ charakteryzuje się dużym wzmocnieniem i małymi szumami. Kolektorowym obciążeniem tranzystora *2T2* poprzez przełącznik pasmowy jest filtr dwuobwodowy o pasmie przenoszenia 500 kHz w każdym z zakresów. Do bazy tranzystora *2T2* doprowadzone jest napięcie ARW. Stopień ten jest zasilany tylko przy odbiorze.

Pierwszy mieszacz odbiornika jest zbudowany na



Rys. 1.46. Schemat blokowy transceivera UW3DI

Tablica 1.8. Częstotliwości rezonatorów kwarcowych

Zakres [MHz]	Oznaczenie	Częstotliwość [MHz]
3,5	*X1*	10 (3,33)
7	*X2*	13,5 (4,5)
14	*X3*	8
21	*X4*	15 (5)
28	*X5*	22 (7,33)
28,5	*X6*	22,5 (7,5)

tranzystorze polowym *2T3* (BF256). Napięcie z generatora kwarcowego podawane jest poprzez kondensator na źródło tranzystora. Kwarcowy generator pracuje na tranzystorze *2T4* (BC177). Dane częstotliwości rezonatorów zawiera tablica 1.8. Przy pracy w pasmie 21 MHz obwód generatora składa się z cewki $2L_{17}$ i pojemnościowego dzielnika $2C_{36}$ i $2C_{37}$. W pasmie 28,5 MHz przyłączono równolegle cewkę $2L_{16}$, a w pasmie 28 MHz szeregowo z cewką $2L_{16}$ jest podłączona cewka $2L_{15}$. Na pozostałych pasmach równolegle do cewki $2L_{17}$ podłączone są kondensatory $2C_{31}$, C_{32} i C_{33}. W obwodzie drenu pierwszego mieszacza jest włączony trzyobwodowy przestrajany filtr o skupionej selekcji $5L_2$, L_3, L_4, $5C_2$, C_3, C_4, C_5 nastrojony na częstotliwość 6,0 ÷ 6,5 MHz. Generator VFO pracuje na tranzystorze *5T2* (BC177) na częstotliwości 5,5 ÷ 6,0 MHz. Wzmacniacz-separator na tranzystorze *5T1* (BC177) służy do zmniejszenia oddziaływania mieszacza. Obwód generatora $5L_7$, $5C_{20}$ jest nastrojony na częstotliwość 5,75 MHz. Jest on zbocznikowany rezystorem $5R_{16}$ w celu otrzymania jednakowego napięcia w pasmie przestrajania. Sygnał z tego obwodu za pośrednictwem uzwojenia sprzęgającego $5L_6$ jest doprowadzony do źródeł tranzystorów *5T4* i *5T3* (2 × BF256) drugiego mieszacza. Częstotliwość VFO może być odstrajana przy odbiorze 0 ± 5 kHz za pośrednictwem RIT-a. Zrealizowano to dzięki zmianie napięcia na diodzie pojemnościowej *5D2* za pomocą potencjometru R_{15}. Przy nadawaniu styki przekaźnika *P1/2* powodują podanie napięcia na diodę pojemnościową z potencjometru montażowego R_{16}. Przełącznik W_3 służy do wyłączenia RIT-a. Do drenu tranzystora *5T3* jest dołączony filtr elektromechaniczny EMF 9 D-500-3 W. Poprzez styki przekaźnika *3P1/1* sygnał jest kierowany do bazy tranzystora *3T1* (BF194) — wzmacniacz p.cz. Stopień ten jest objęty sygnałem ARW poprzez rezystor $3R_7$. W obwodzie ARW znajdują się dodatkowo elementy $3C_{26}$, $3R_8$ i *3D12*. Przy braku sygnału sterującego impedancja obwodu $3C_{26}$, $3R_8$ i *3D12* jest określona rezystancją elementu $3R_8$. Przy pojawieniu się sygnału w obwodzie $3R_9$ i *3D12* zaczyna płynąć prąd i dioda wchodzi w stan przewodzenia tworząc z kondensatorem $3C_2$ i $3C_3$ dzielnik. W rezultacie zwiększa się efektywność ARW.

Detektor odbiornika jest zmontowany podobnie jak modulator kołowy na diodach *3D3* ÷ *D6*. Ponieważ jest tu tylko jeden stopień wzmacniacza p.cz., napięcie na detektorze nawet przy silnym sygnale wejściowym nie przekracza kilku mV.
Wzmacniacz m.cz. zbudowany jest na tranzystorach *3T2* ÷ *T8* według popularnego beztransformatorowego układu z ujemnym sprzężeniem zwrotnym. Pierwszy stopień wzmacniacza jest objęty pętlą ARW. Wyłącznik W_6 umożliwia załączenie w obwód ujemnego sprzężenia zwrotnego filtru T ($3R_{30}$ – $3R_{32}$, $3C_{22}$ – $3C_{24}$). Po załączeniu filtru pasmo przenoszenia zmniejsza się do 300 Hz przy środkowej częstotliwości 1 kHz. Wzmacniacz m.cz. daje około 0,5 W mocy przy obciążeniu 25 Ω i zniekształceniach nieliniowych mniejszych niż 5%. Diody *3D8* i *3D9* pełnią funkcję detektora, a tranzystor *3T9* — wzmacniacza ARW. Dioda Zenera *3D10* zabezpiecza ARW przed nadmiernym obciążeniem. Przy wejściowych sygnałach przewyższających 1,5 ÷ 2,0 μV tranzystor *3T9* zostaje włączony i napięcie na jego kolektorze staje się bardziej ujemne wywołując tym samym zmniejszenie wzmocnienia. Oprócz ARW zastosowana jest ręczna regulacja wzmocnienia. Ujemne napięcie z potencjometru R_{23} przekazywane jest przez diodę *3D11* do kolektora tranzystora *3T9*, a tym samym i do obwodu ARW. W razie potrzeby ARW może być wyłączone wyłącznikiem W_5, który zwiera diody. *S*-metr mierzy napięcie ARW w obwodzie sterowania nawet przy zablokowanym tranzystorze *3T9*. Pojawia się wtedy ujemne napięcie 1,2 V, które powstaje dzięki prądowi płynącemu przez dzielniki w obwodach baz tranzystorów *3T1 i 3T2*. Aby to napięcie nie spowodowało odchylenia *S*-metra przy braku sygnału, szeregowo, razem z przyrządem, włączona jest dioda *T5*.
Przy nadawaniu SSB sygnał m.cz. z mikrofonu jest wzmacniany na tranzystorach *1T6* i *1T4* i przekazywany na modulator kołowy *3D13* ÷ *3D16*, do którego dochodzi również sygnał o częstotliwości 500 kHz z generatora kwarcowego. Wtórne uzwojenie transformatora modulatora $3L_3$ jest włączone w obwód bazy tranzystora *3T10* wzmacniającego sygnał DBS. Wzmocnienie stopnia regulowane jest zmianą napięcia przy pomocy potencjometru R_{25}. Przy nadawaniu na cewkę przekaźnika *3P1* jest podawane napięcie i jego styki przełączają uzwojenie filtru elektromechanicznego *EMF* w obwód kolektora tranzystora *3T10*. Z wyjścia *EMF* sygnał SSB z górną wstęgą przechodzi do mieszacza nadajnika z tranzystorem *5T4* (BF256). Na wejściu filtru skupionej selekcji, włączonego w obwód drenu tego tranzystora, zostaje wydzielony sygnał leżący w zakresie 6,0 ÷ 6,5 MHz, który następnie jest kierowany do drugiego mieszacza nadajnika z tranzystorem *2T5* (BF256). Do źródła tego tranzystora dochodzi

sygnał z generatora kwarcowego. Filtr pasmowy włączony w obwód drenu *2T5* wydziela sygnał stanowiący różnicę sygnałów generatora kwarcowego i p.cz. w zakresach 3,5 i 7 MHz oraz sygnał będący ich sumą w pozostałych zakresach. W rezultacie w zakresie 3,5 i 7 MHz powstaje dolna wstęga, a w pozostałych — górna.

Po wzmocnieniu sygnału we wzmacniaczu (driverze) na tranzystorach *2T6* i *2T7* (KP903 i KT606) z pojedynczym niestrojonym obwodem rezonansowym $2L_{19}$, $C_{39} \div 2L_{24}$, C_{43}. Sygnał SSB jest podawany na siatki lampy *L1* stopnia wyjściowego. Stopień ten jest zbudowany według tradycyjnego schematu z wykorzystaniem podwójnej tetrody mocy w.cz. (GU29) z filtrem typu π. Obwód neutralizacji C_3, $2C_{44}$ podnosi stabilność stopnia umożliwiając osiągnięcie maksymalnej mocy wyjściowej lampy. Przy nadawaniu styki przekaźnika *P1/4* zostają zamknięte i przyrząd mierzy spadek napięcia na rezystorach R_7, R_8, który jest proporcjonalny do prądu katodowego lampy. Napięcie doprowadzone do siatek lampy podlega detekcji w podwajaczu napięcia *D1* i *D2* i przez diody ograniczające *3D17* i *3D18* jest przekazywane do wzmacniacza ALC na tranzystorze *3T12*. Jeśli napięcie w.cz. przewyższy napięcie progowe diod, tranzystor *3T12* wejdzie w stan przewodzenia zmieniając tym samym wzmocnienie stopnia, co prowadzi do zmniejszenia napięcia wyjściowego tranzystora *3T10*.

Do pracy telegraficznej służy generator m.cz. na tranzystorze *1T8*. Przy naciśnięciu klucza stopień ten generuje sygnał o częstotliwości około 2 kHz, który poprzez wtórnik emiterowy *1T4* i *1T5* jest przekazywany do modulatora. Następnie, analogicznie do sygnału SSB, formuje się niemodulowany sygnał jednej wstęgi bocznej.

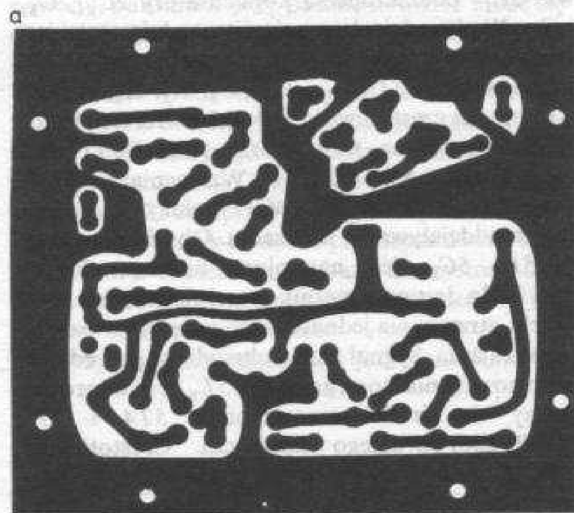
Przełączania odbiór-nadawanie dokonują przełączniki *P1* i *P2*. Przy odbiorze przez uzwojenia przekaźników nie płynie prąd i w obwodzie siatki lampy panuje napięcie -50 V zatykające lampę. Napięcie zasilania -24 V w tym wypadku nie jest podawane na tranzystory *3T10* i *3T12*. Również stopień sterujący z tranzystorami *2T6* i *2T7* jest wyłączony. Przekaźniki zostają załączone przy nadawaniu i w rezultacie wymienione tranzystory zaczynają pracować. Układ jest tak skonstruowany, że dzięki rezystorowi $3R_{11}$ stopnie na tranzystorach *3T1* i *3T2* nie wyłączają się całkowicie przy nadawaniu, lecz tylko wzmocnienie ulega ograniczeniu. Pozwala to na podsłuch własnego nadawania przy pracy telegrafią.

Transceiver jest wyposażony w układ VOX-a, który pozwala na automatyczne załączenie nadajnika zarówno przy pracy SSB, jak i CW. Wzmacniacz VOX-a jest zbudowany na tranzystorze *1T3*. Diody *1D1* i *1D2* stanowią detektor sygnału m.cz., a tranzystory *1T1* i *1T2* tworzą wzmacniacz prądu stałego. Czułość VOX-a reguluje się potencjometrem $1R_9$, a opóźnienie wyłączenia przekaźnika jest określone stałą czasową $1C_1$, $1R_4$. W położeniu *Aut* przełącznika *W2* można pracować zarówno SSB, jak i CW, przy czym po naciśnięciu klucza sygnał z generatora m.cz. poprzez układ VOX-a automatycznie przełącza transceiver na nadawanie.

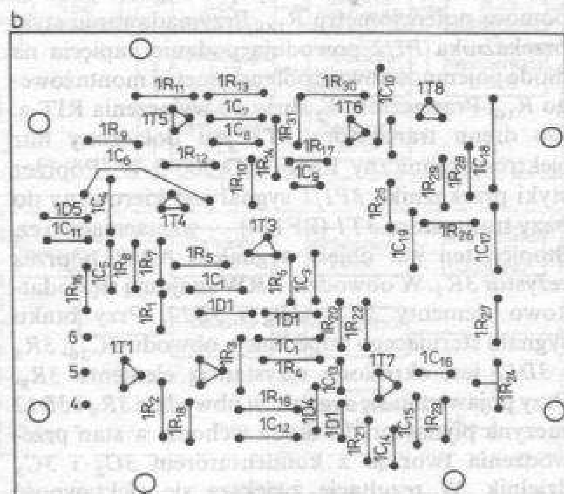
Wzmacniacz anti-tripu pracuje na tranzystorze *1T7* i diodach *1D3* i *1D4*. Sygnał z wyjścia wzmacniacza m.cz. odbiornika poprzez potencjometr montażowy $1R_{24}$ jest przekazywany na wejście wzmacniacza *1T1*, *1T2*. Sygnał ten ma przeciwną polaryzację w stosunku do sygnału z VOX-a, tzn. przy odbiorze korespondenta niemożliwe jest przełączenie transceivera na nadawanie za pośrednictwem VOX-a.

Jak już zaznaczono na wstępie, większa część elementów znajduje się na pięciu płytkach drukowanych. Rysunek 1.48 przedstawia płytkę nr 1. Na

a



b

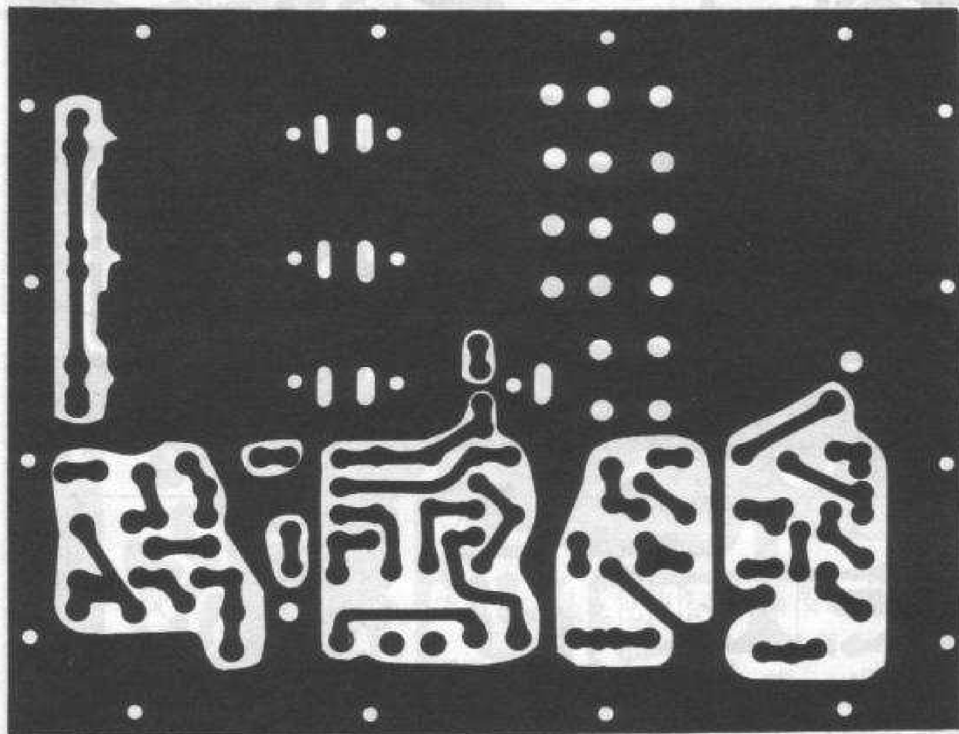


Rys. 1.48. a) płytka drukowana nr 1, b) rozmieszczenie elementów

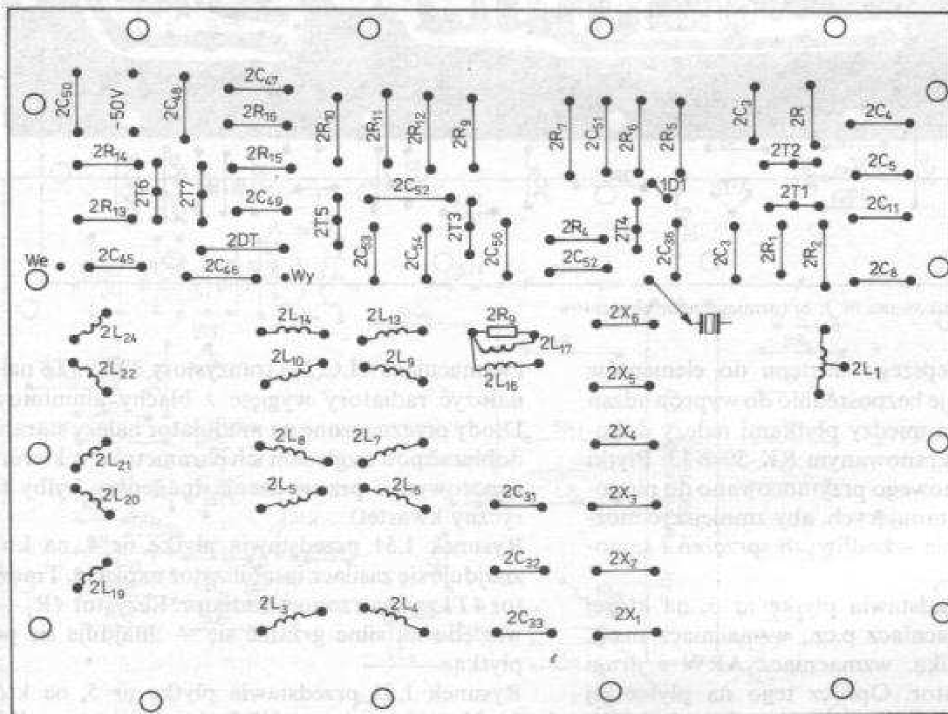
płytce tej zmontowano wzmacniacz m.cz. nadajnika, wzmacniacz VOX-a i anti-tripu oraz generator m.cz.

Rysunek 1.49 przedstawia płytkę nr 2. Na płytce tej znajduje się wzmacniacz w.cz. odbiornika i nadajnika, mieszacz i pierwszy generator kwarcowy. Kondensatory w obwodach rezonansowych cewek zamontowano bezpośrednio na przełączniku za-

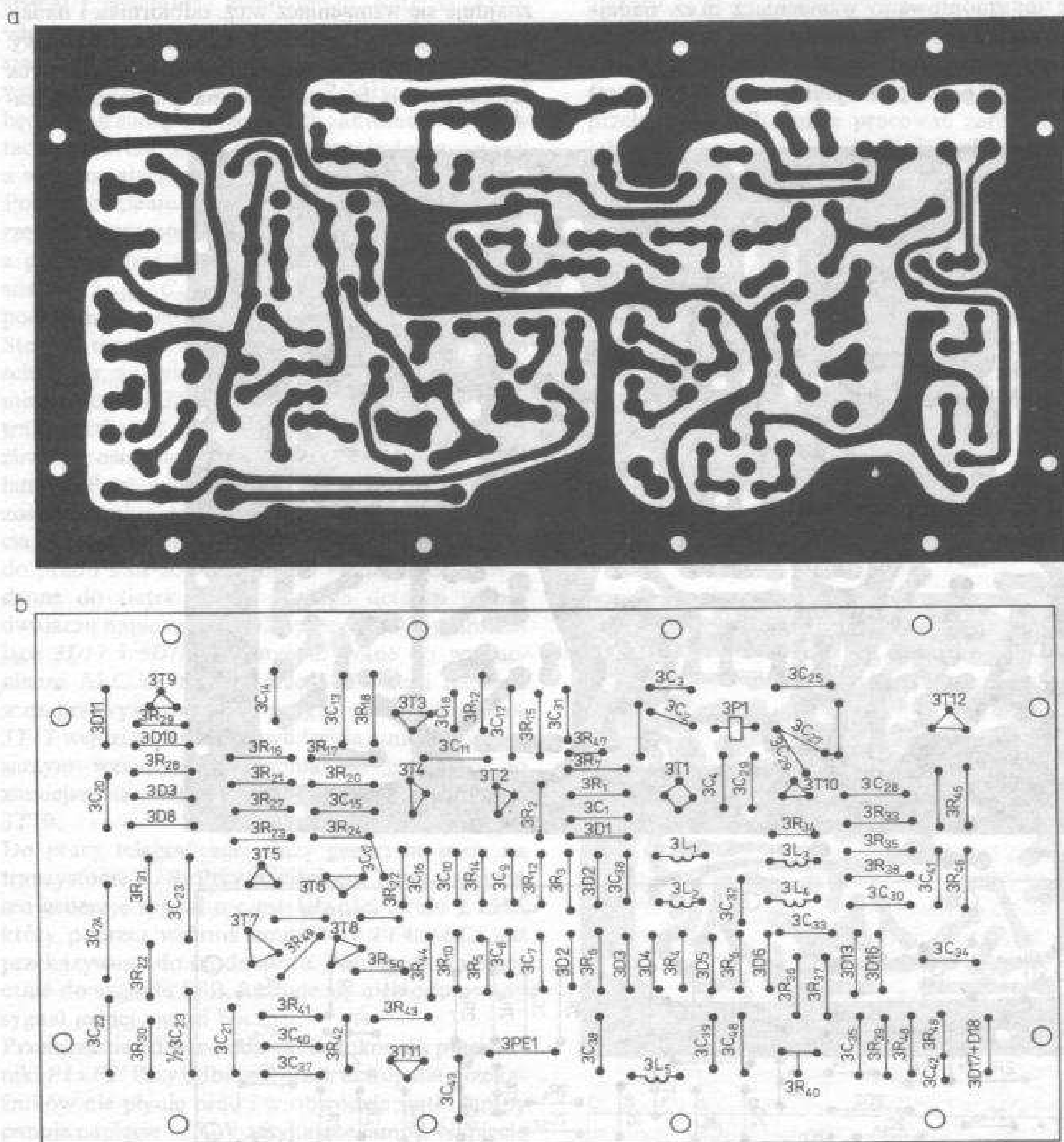
a



b



Rys. 1.49. a) płytka drukowana nr 2, b) rozmieszczenie elementów



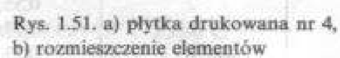
Rys. 1.50. a) płytka drukowana nr 3, b) rozmieszczenie elementów

kresów (w celu lepszego dostępu do elementów można montować je bezpośrednio do wyprowadzeń cewek). Połączenia między płytkami należy dokonać przewodem ekranowanym RK-50-2-13. Płytki przełącznika pasmowego przymocowano do pionowych przegród ekranujących, aby zmniejszyć możliwość powstawania szkodliwych sprzężeń i samowzbudzeń.

Rysunek 1.50 przedstawia płytkę nr 3, na której znajduje się wzmacniacz p.cz., wzmacniacz m.cz., detektor odbiornika, wzmacniacz ARW i drugi kwarcowy generator. Oprócz tego na płytce tej znajdują się stopnie pracujące w czasie nadawania: wzmacniacz DSB, modulator zrównoważony i wzmacniacz ALC. Na tranzystory *3T7* i *3T8* należy nałożyć radiatory wygięte z blachy aluminiowej. Diody przeznaczone na modulator należy starannie dobierać pod względem ich parametrów w kierunku zaporowym i przewodzenia (najlepszy byłby fabryczny kwartet).

Rysunek 1.51 przedstawia płytkę nr 4, na której znajduje się zasilacz i stabilizator napięcia. Tranzystor *4T1* zaopatrzono w radiator. Rezystor $4R_1$ — ze względu na silne grzanie się — znajduje się poza płytką.

Rysunek 1.52 przedstawia płytkę nr 5, na której znajduje się generator VFO, drugi mieszacz odbiornika i pierwszy mieszacz nadajnika oraz filtr elek-



Rys. 1.51. a) płytka drukowana nr 4, b) rozmieszczenie elementów



Rys. 1.52. a) płytka drukowana nr 5, b) rozmieszczenie elementów

Tablica 1.9. Dane techniczne cewek transceivera

Oznaczenie	Liczba zwojów	Średnica drutu [mm]	Sposób nawinięcia Korpus ø [mm]
$2L_1$	11	0,8 (CuAg)	ø = 12 mm, długość nawinięcia 22 m, odczep od 1 zwoju od masy
$2L_2$	12	0,33	Rp-12 × 6 × 4
$2L_3$	33	0,33	zwój przy zwoju
$2L_4$	33	0,33	zwój przy zwoju
$2L_5$	14	0,33	zwój przy zwoju
$2L_6$	14	0,33	zwój przy zwoju
$2L_7$	8	0,33	zwój przy zwoju
$2L_8$	8	0,33	zwój przy zwoju
$2L_9$	7	0,33	zwój przy zwoju
$2L_{10}$	7	0,33	zwój przy zwoju
$2L_{11}$	2	0,55 (CuAg)	powietrzna, długość 3 mm, ø = 6 mm
$2L_{12}$	2	0,55 (CuAg)	powietrzna, długość 3 mm, ø = 6 mm
$2L_{13}$	6	0,33	zwój przy zwoju
$2L_{14}$	6	0,33	zwój przy zwoju
$2L_{15}$	3	0,55 (CuAg)	powietrzna, długość 3 mm, ø = 6 mm
$2L_{16}$	11	0,33	zwój przy zwoju na $2L_{17}$
$2L_{17}$	12	0,33	zwój przy zwoju
$2L_{18}$	2	0,33	na wspólnym korpusie razem z $2L_{17}$
$2L_{19}$	55	0,25	zwój przy zwoju
$2L_{20}$	29	0,33	na wspólnym korpusie razem z $2L_{21}$
$2L_{21}$	12	0,33	zwój przy zwoju
$2L_{22}$	9	0,33	zwój przy zwoju
$2L_{23}$	2	0,55 (CuAg)	powietrzna, długość 3 mm, ø = 6 mm
$2L_{24}$	7	0,33	na wspólnym korpusie razem z $2L_{23}$
$5L_2$	15	0,33	zwój przy zwoju w filtrze *CB12*
$5L_3$	15	0,33	zwój przy zwoju w filtrze *CB12*
$5L_4$	15	0,33	zwój przy zwoju w filtrze *CB12*
$5L_6$	5	0,33	zwój przy zwoju
5L₇	15	0,33	na wspólnym korpusie razem z $5L_6$
$5L_8$	20	0,33	długość 30 mm
L_1	36	0,56 (CuAg)	ø = 30 mm, długość nawinięcia 60 mm, odczep na 15 i 4 zwoju
L_2	7,5	2 (CuAg)	powietrzna, ø 30, długość nawinięcia 30 mm, dobrać odczep doświadczalnie
PR3	130	0,35	ø = 18 mm, korpus ceramiczny długości 95 mm. Pierwsze zwoje od anody ze skokiem 1,5 mm na długości 10 mm, pozostałe zwój przy zwoju
DR1, DR2	5	0,7	na rezystorze 62 Ω

$3L_1$ — $3L_4$ — filtry p.cz. 465 kHz
3DR1, 5DR1 — dławiki 100 ÷ 200 μH

romechaniczny i filtr o skupionej selekcji. Czterosekcyjny kondensator (trzy sekcje wchodzą w skład filtru o skupionej selekcji, czwarta zaś wchodzi w skład generatora VFO) to blok kondensatorów pochodzący z demobilowych radiostacji małej mocy R-105 i R-108. Elementy generatora VFO zamknięto w ekranie wykonanym z blachy o wymiarach 50 × 70 × 70 mm.

Sposób wykonania wszystkich cewek w.cz. wykorzystanych w transceiverze zawarto w tablicy 1.9, a dane cewek transformatora sieciowego w tablicy 1.10.

Uruchomienie transceivera sprowadza się głównie do zestrojenia obwodów na odpowiednie częstotliwości. Pomocne tu będą GDO i generator sygnałowy. Szczególną uwagę należy zwrócić na współbieżność strojenia filtru skupionej selekcji z obwodem generatora VFO. Prawidłowo zestrojone obwody filtru powinny zapewnić szerokość pasma

Tablica 1.10. Dane techniczne uzwojeń transformatora sieciowego

Cewka	Liczba zwojów	Średnica drutu
I	845	0,47
II	2 × 1050	0,27
III	2 × 165	0,33
IV	2 × 27	0,96

Przekrój środkowej kolumny rdzenia $S = 8\ cm^2$.

około 50 kHz (im większa dobroć obwodu, tym węższe pasmo).

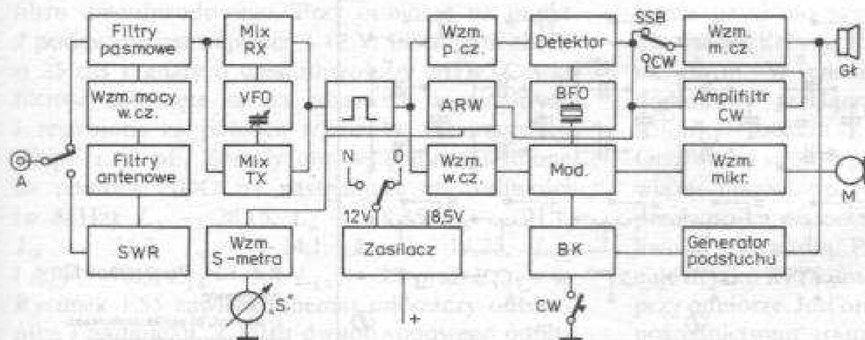
Strojenie obwodów znajdujących się na płytce nr 2 należy zacząć od strony odbiorczej. Przede wszystkim należy sprawdzić i ewentualnie skorygować punkty pracy tranzystorów wzmacniacza m.cz. Napięcie na kolektorze tranzystora *3T8* powinno być równe połowie napięcia zasilania. Zestrojenie wąskopasmowego filtru *RC* sprowadza się do dobrania rezystora $3R_{22}$ w celu otrzymania żądanego pasma przenoszenia. Należy pamiętać, że przy zmniejszaniu rezystancji pasmo zmniejsza się

i wzmacniacz może się wzbudzić. Strojenie generatora kwarcowego 500 kHz polega tylko na zestrojeniu cewki $3L_5$ i ewentualnie skorygowaniu kondensatora $3C_{38}$. Napięcie na jego wyjściu powinno być zbliżone do 1,5 V.
Strojenie transceivera w pozycji nadawanie należy rozpocząć przy odłączonym układzie ALC. Na początek ustawiamy prąd spoczynkowy lampy poprzez dobór rezystora R_6 na wartość 30÷40 mA. Przy pomocy oscyloskopu sprawdzamy pracę generatora m.cz. Jego częstotliwość powinna być zbliżona do 2 kHz, a kształt sygnału jak najbardziej zbliżony do sinusoidy. Konieczny może okazać się tu dobór rezystora $1R_{29}$. W przypadku obniżenia częstotliwości tego generatora do wartości 800÷1000 Hz nie tylko druga, ale i trzecia harmoniczna może znaleźć się w pasmie przenoszenia filtru i w rezultacie już przy niewielkich zniekształceniach sinusoidy generatora na wyjściu nadajnika w czasie pracy telegrafią może pojawić się niepożądana siatka częstotliwości.
Napięcie na wyjściu trzeciej płytki może zawierać się w przedziale 20÷60 mV. Modulator zrównoważony stroimy potencjometrem $3R_{40}$ i trymerem $3C_{34}$ przy wyłączonym generatorze m.cz. i maksymalnym wzmocnieniu stopnia na tranzystorze *3T10* na minimum napięcia wyjściowego. Kondensatorem $3C_{27}$ stroimy uzwojenie filtru do rezonansu. Ponownie włączamy generator m.cz. i potencjometrem R_{25} ustawiamy napięcie DSB na kolektorze tranzystora *3T10* równe 500 mV. Przy takim wzmocnieniu stopnia resztki fali nośnej nie powinny przekroczyć 20÷30 mV. Napięcie SSB na wyjściu filtru zależy od jego tłumienia i może wynosić około 60 mV przy napięciu DSB na wejściu równym 500 mV. Przy takich wartościach sygnału napięcie na wyjściu filtru skupionej selekcji powinno wynosić 150 mV, a na przełączniku *W1G* około 0,8 V. Napięcie na wyjściu filtru pasmowego zawiera się w granicach 0,5÷0,6 V, napięcie zaś na przełączniku *W1C* wynosi 14÷15 V. Znaczna rozbieżność wartości napięć od podanych świadczy o niedokładnym zestrojeniu tego lub poprzedniego stopnia.

Następnie włączamy układ ALC i dobierając rezystor $3R_{46}$ doprowadzany do uzyskania prądu anodowego o wartości maksimum 120÷130 mA przy rozstrojonym obwodzie anodowym.
Kondensatory filtru typu π od strony anteny powinny być dobrane już z konkretną anteną. Przy niewielkich zmianach konstrukcyjnych można w miejsce tych stałych kondensatorów zastosować kondensator zmienny (agregat odbiorczy 2 × 500 pF).

1.10. Transceiver OZ1JU

Transceiver, którego opis przedstawiono poniżej, powstał w głównej mierze w oparciu o opis zamieszczony przez krótkofalowca duńskiego OZ1JU w miesięcznikach OZ 1/81 i 10/82. Ze względu na fakt, że każdy blok transceivera jest wykonany na oddzielnej płytce, może on posłużyć jako „poletko doświadczalne" do eksperymentów z różnymi innymi układami. Poszczególne bloki mogą być z łatwością zaadaptowane do innego urządzenia.
Układ był powielany przez krótkofalowców polskich i w opisie znajdą się dane niektórych elementów zastosowanych w transceiverze, które są łatwiej dostępne w kraju. Chodzi tu głównie o cewki, które przez konstruktora duńskiego były wykonywane na niemożliwych do zdobycia w kraju rdzeniach ferrytowych toroidalnych AMIDON.
Transceiver jest przystosowany do pracy w pięciu popularnych podzakresach fal krótkich: 80, 40, 20, 15, 10 m emisją SSB i CW z układem BK z możliwością podsłuchu własnego kluczowania. Zawiera on również układ ARW z *S*-metrem oraz typowy filtr kwarcowy 9 MHz. Czułość odbiornika wynosi 0,5 μV przy $S/N = 10$ dB na czterech dolnych podzakresach częstotliwości, w pasmie 10 m jest nieco gorsza i wynosi 0,8 μV. Moc wyjściowa nadajnika zawiera się w granicach 1,5÷2,0 W.
Schemat blokowy urządzenia przedstawiono na rys. 1.53. Podobnie jak w układzie firmy PLESSEY filtr

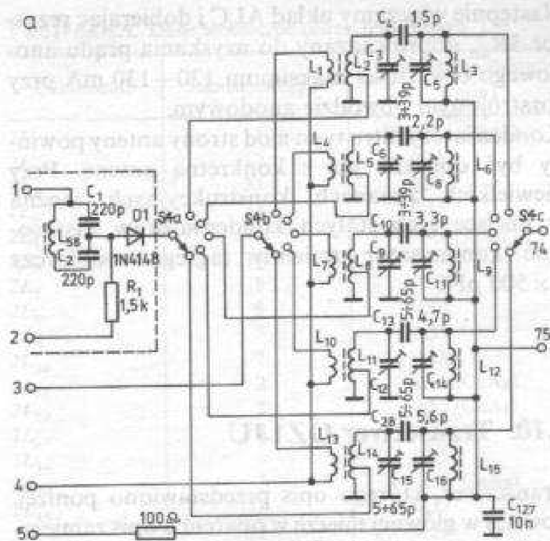


Rys. 1.53. Schemat blokowy transceivera OZ1JU

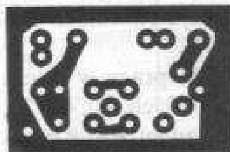
kwarcowy 9 MHz jest wspólny przy nadawaniu i odbiorze oraz wykorzystywany dwukierunkowo. Ciekawym rozwiązaniem, a jednocześnie innym niż w transceiverze PLESSEY, są oddzielne aktywne mieszacze nadajnika oraz odbiornika. Przy pewnej komplikacji układu zapewniają one wyższy poziom sygnału nadawanego i odbieranego.

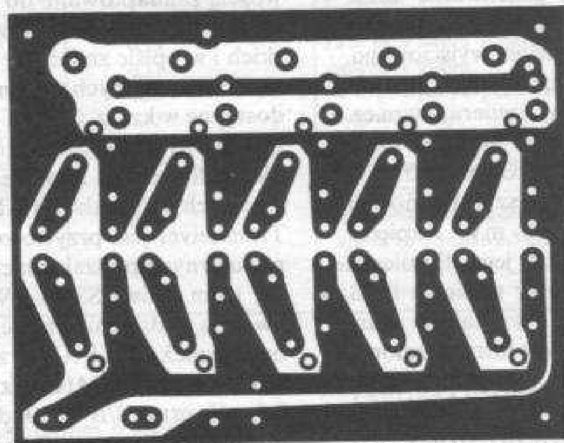
Poniżej zostaną w skrócie opisane wszystkie fragmenty schematu ideowego tego transceivera. Poszczególne układy mają ponumerowane punkty połączeniowe, które są niezbędne przy końcowym montażu urządzenia. Dla każdego fragmentu schematu ideowego podano płytkę montażową, pod którą zamieszczono rozmieszczenie elementów, ściśle odpowiadające rozmieszczeniu otworów na płytce. Kolejność opisu układów odpowiada przebiegowi sygnału od anteny do głośnika, czyli najpierw będzie opisany odbiornik i współpracujące z nim bloki, a następnie nadajnik od mikrofonu do anteny.

Rysunek 1.54 przedstawia przełączane filtry pasmowe wraz z wydzielonym i zaekranowanym ukła-

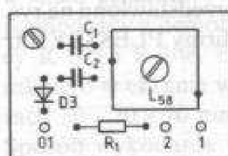


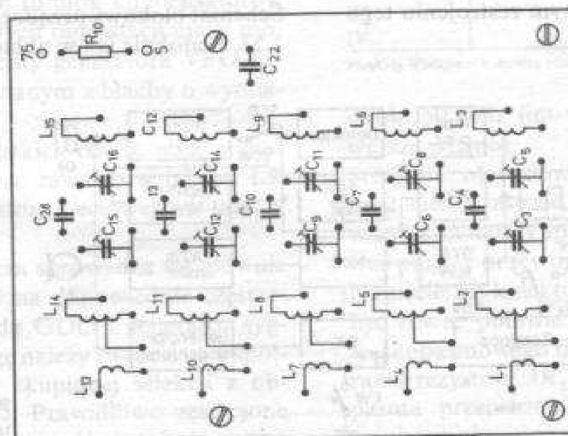
b





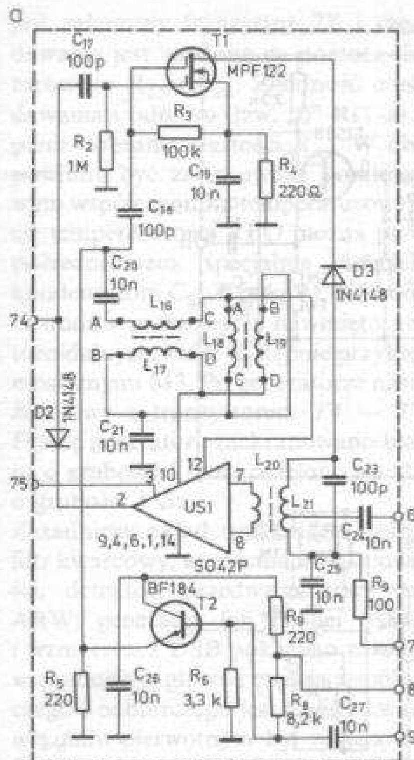
c

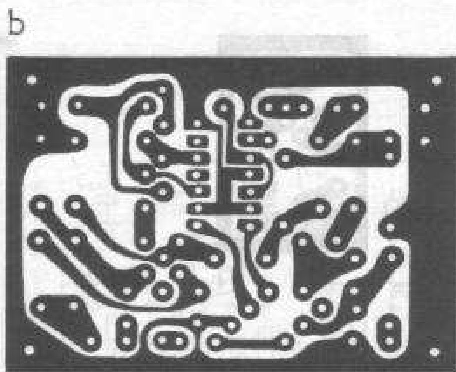


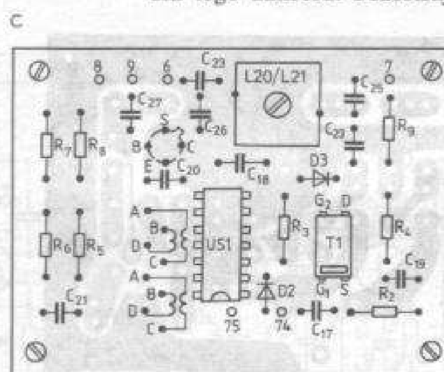


Rys. 1.54. Przełączane filtry pasmowo

a) schemat, b) płytki drukowane, c) rozmieszczenie elementów







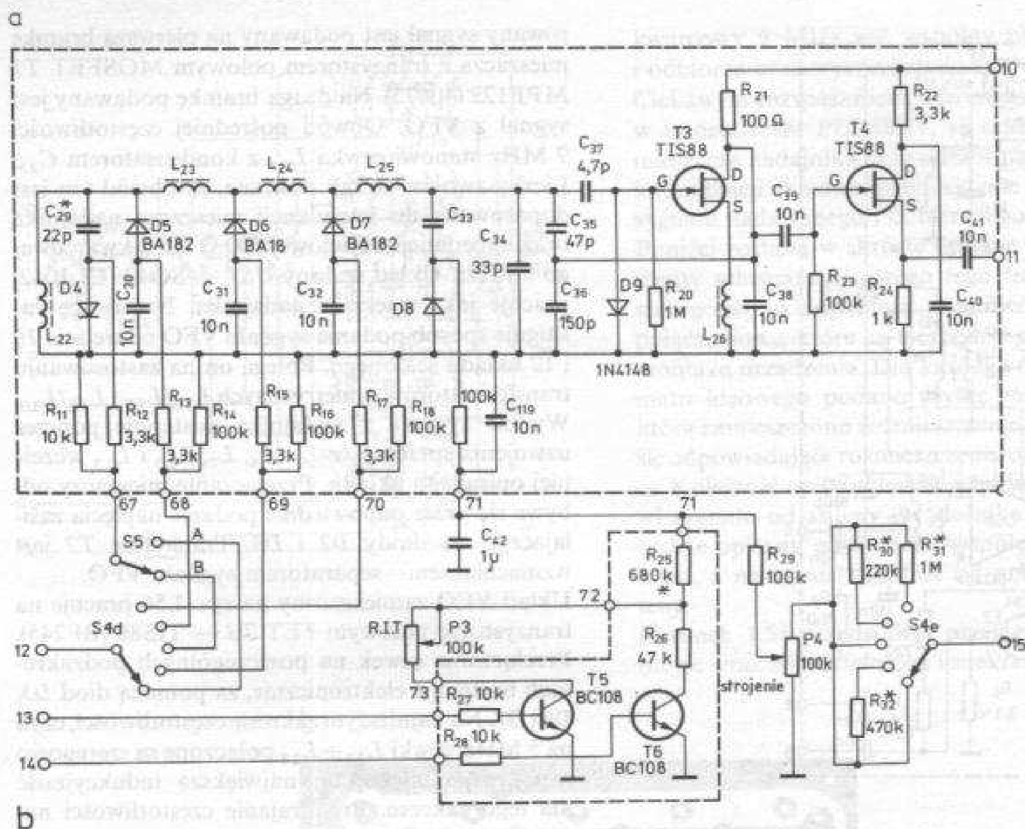
Rys. 1.55. Mieszacze transceivera

a) schemat, b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów

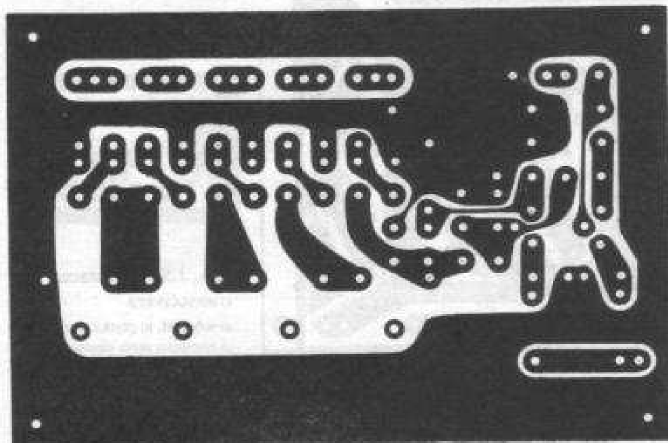
dem eliminatora. Sygnał z tłumika antenowego poprzez eliminator pośredniej częstotliwości (L_{58}, C_1+C_2) oraz spolaryzowaną w kierunku przewodzenia diodę *D1* jest podawany na odczepy cewek filtru dwuobwodowego. Przy odbiorze na punkt *2* podawane jest napięcie +12 V. Eliminator tłumi o 25 dB sygnały o częstotliwości 9 MHz. Cewki filtrów nawinięte są na rdzeniach toroidalnych i zestrojone za pomocą trymerów ceramicznych 40 pF i 60 pF. Zostały one wstępnie nastrojone za pomocą GDO na następujące częstotliwości (w MHz): L_2 — 28,15, L_3 — 28,35, L_5 — 21,1, L_6 — 21,3, L_8 — 14,1, L_9 — 14,25, L_{11} i L_{12} — 7,05, L_{14} — 3,6, L_{15} — 3,7 oraz L_{58} — 9. Rysunek 1.55 zawiera schemat mieszaczy odbiornika i nadajnika. Z filtru dwuobwodowego odfiltrowany sygnał jest podawany na pierwszą bramkę mieszacza z tranzystorem polowym MOSFET *T1* MPF122 (40673). Na drugą bramkę podawany jest sygnał z VFO. Obwód pośredniej częstotliwości 9 MHz stanowi cewka L_{21} z kondensatorem C_{23}. Liczby zwojów są tak dobrane, że obwód ten jest dopasowany do impedancji mieszacza nadajnika oraz impedancji wejściowej 500 Ω filtru kwarcowego 9 MHz. Układ scalony *US1* — SO42 (UL1042) pracuje jako mieszacz nadajnika. Na uwagę zasługuje sposób podania sygnału VFO na wejścia *10* i *12* układu scalonego. Polega on na zastosowaniu transformatorów symetrycznych L_{16}/L_{17} i L_{18}/L_{19}. Wyjście sygnału z nadajnika następuje poprzez uzwojenia sprzęgające L_1, L_4, L_7, L_{10} i L_{13} wcześniej opisanego układu. Przełączanie mieszaczy odbywa się przez odpowiednie podanie napięcia zasilającego na diody *D2* i *D3*. Tranzystor *T2* jest wzmacniaczem – separatorem sygnału VFO.

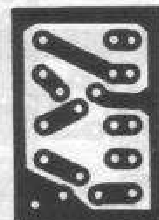
Układ VFO zamieszczony na rys. 1.56 pracuje na tranzystorze polowym FET *T3* — TIS88 (BF245). Przełączanie cewek na poszczególnych podzakresach następuje elektronicznie, za pomocą diod *D5*, *D6* i *D7*. Na najniższym zakresie częstotliwości, czyli na 5 MHz, cewki $L_{22} \div L_{25}$ połączone są szeregowo zapewniając niezbędną największą indukcyjność dla tego zakresu. Przestrajanie częstotliwości następuje napięciowo za pomocą diody pojemnościowej *D8* za pośrednictwem potencjometru *P4* — 100 kΩ (HELIPOD) zaopatrzonego w przekładnię 10:1. Przy wartościach elementów jak na schemacie uzyskano szerokość przestrajania częstotliwości 200 kHz na 40 m, 450 kHz na 15 m, 500 kHz na 10 m. W pasmie 40 i 20 m zastosowano dodatkowy przełącznik *S5*, za którego pomocą i diody *D4* załącza się dodatkowy kondensator C_{29}. Oczywiście sposób przełączanie cewek można rozwiązać inaczej, np. za pomocą dodatkowej płytki przełącznika, co może polepszyć stabilność częstotliwości generatora. Potencjometr *P3* (100 kΩ) pracuje tu jako RIT i umożliwia precyzyjne dostrojenie przy odbiorze. Jest on włączony podczas odbioru za pośrednictwem tranzystora *T5*. Przy nadawaniu

a

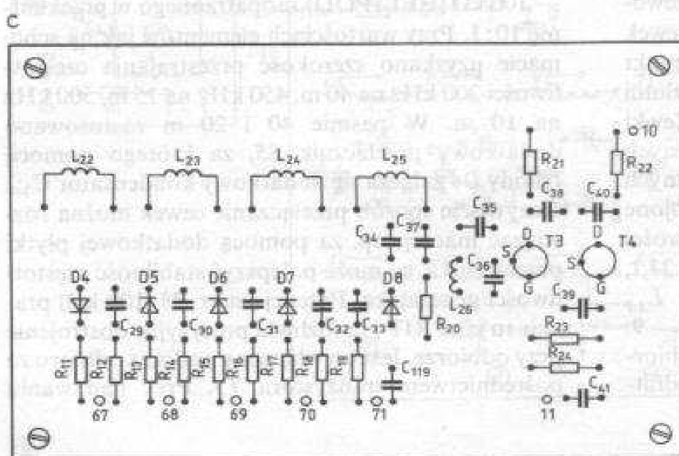


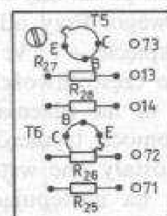
b





c



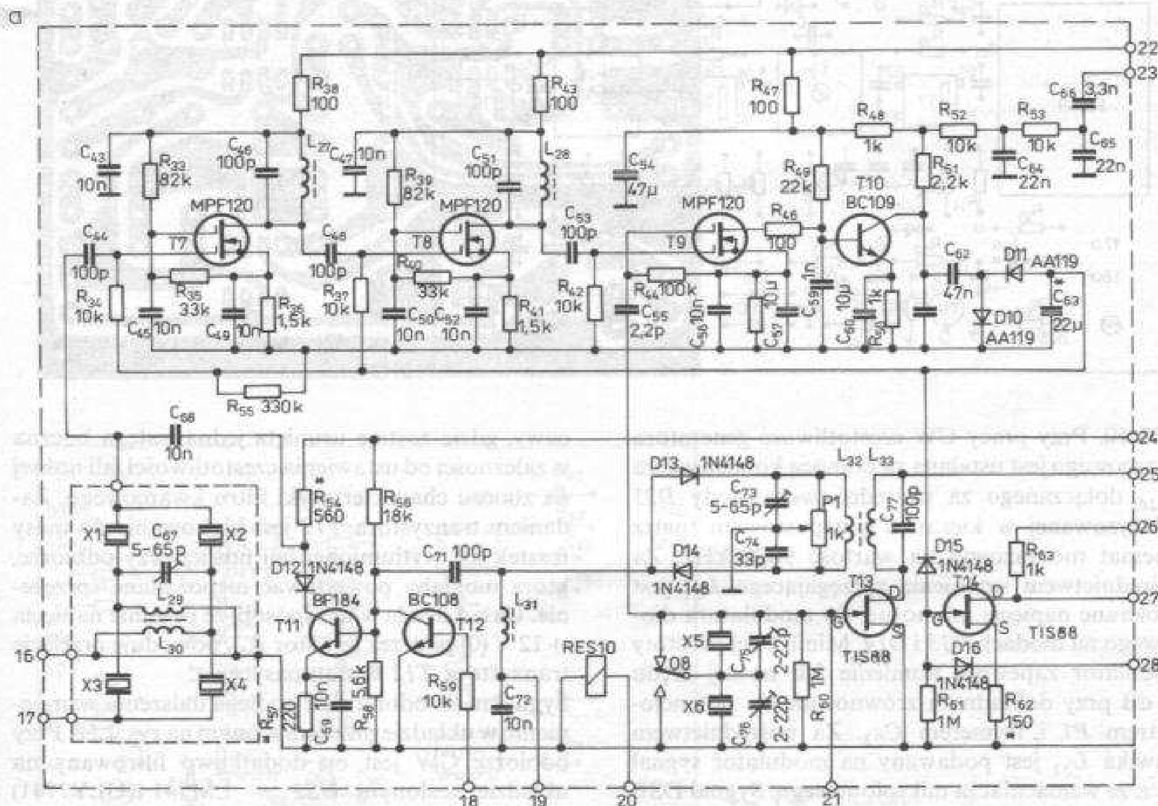


Rys. 1.56. Układ VFO

a) schemat, b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów

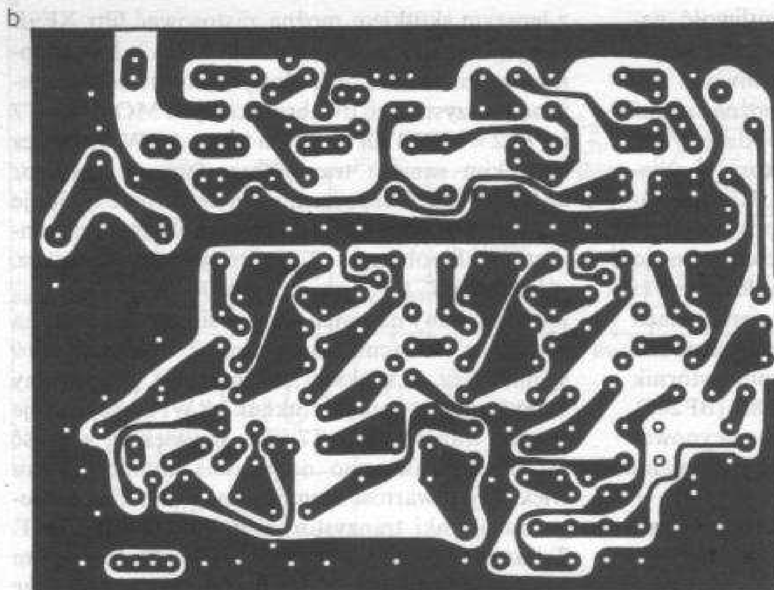
jest załączony tranzystor *T6* i częstotliwość nadawania jest ustalona za pomocą dzielnika rezystorowego $R_{25}+R_{26}$. Zgodność częstotliwości nadawania i odbioru (tzw. „0" RIT-a) można ustalić przez dobranie wartości R_{25}. W obwodach VFO powinny być zastosowane kondensatory o zerowym współczynniku temperaturowym. Kompensację temperaturową VFO można przeprowadzić za pośrednictwem specjalnie wyselekcjonowanego kondensatora C_{34}. Cewki VFO, podobnie jak cewki obwodów pasmowych, nawinięto na pierścieniach toroidalnych, które następnie przykręcono śrubami mosiężnymi M3. Po generatorze następuje wtórnik źródłowy z tranzystorem *T4* — TIS88 (BF245). Płytkę generatora zaekranowano blachą ocynowaną o grubości 1 mm i oklejono warstwą styropianu o grubości 1 cm.

Zasadniczy układ transceivera, gdzie znajduje się filtr kwarcowy, wzmacniacz pośredniej częstotliwości, detektor, przedwzmacniacz m.cz., detektor ARW, generator fali nośnej (BFO), modulator i wzmacniacz DSB pokazano na rys. 1.57. Jak już wspomniano, główną częścią wspólną toru nadawczego i odbiorczego jest tu filtr kwarcowy. W rozwiązaniu pierwotnym był zastosowany fabryczny filtr w układzie McCoya 9 MHz (XF9A), lecz z lepszym skutkiem można zastosować filtr XF9B lub jego krajowy odpowiednik PP9A2. Dwustopniowy wzmacniacz pośredniej częstotliwości pracuje na tranzystorach dwubramkowych MOSFET *T7* i *T8* (2 × MPF120) objętych pętlą ARW. Również na takim samym tranzystorze pracuje detektor SSB/CW (*T9*). Bezpośrednio po detektorze znajduje się przedwzmacniacz m.cz. na niskoszumnym tranzystorze bipolarnym *T10* (BC109). Sygnał m.cz. z dzielnika R_{48}/R_{51} poprzez filtr R_{52}, C_{64}, R_{53}, C_{65} jest kierowany na potencjometr siły głosu i dalej na płytkę ze wzmacniaczami m.cz. Z kolektora *T10* sygnał m.cz. o większej wartości jest prostowany w podwajaczu napięcia (układ ARW) i dalej steruje bramki tranzystorów *T7* i *T8*. Im większa wartość sygnału podawanego na wejście antenowe, tym większa jest wartość ujemnego napięcia kierowanego na bramki tranzystorów polowych MOSFET. Tranzystor polowy *T14* (TIS88) jest wzmacniaczem prądu stałego *S*-metra, sterowanym przy odbiorze ARW poprzez diodę *D15*, a przy nadawaniu poprzez diodę *D16* z płytki *SWR*-metra. Na tranzystorze *T13* (TIS88) pracuje generator kwarcowy fali nośnej (BFO). Rezonatory kwarcowe *X5* (9001,5 kHz) i *X6* (8998,5 kHz) są przełączane za pośrednictwem miniaturowego przekaźnika typu

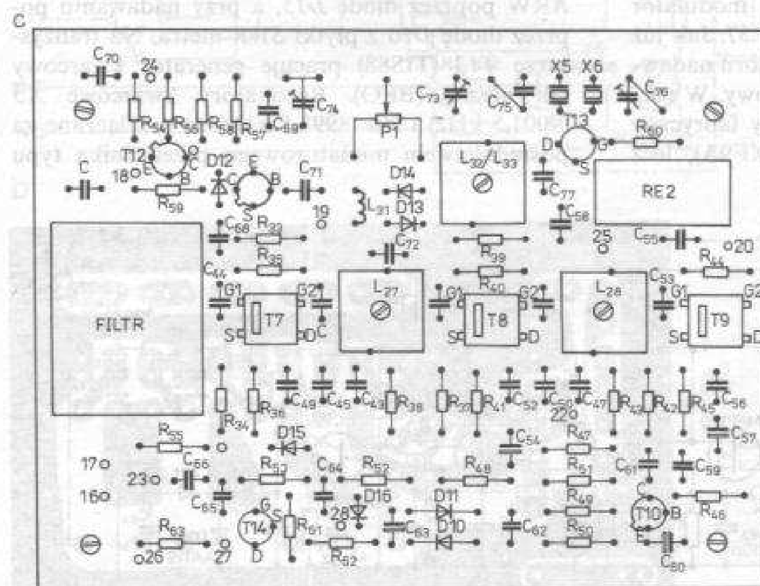


Rys. 1.57. Zasadnicza część transceivera
a) schemat

b



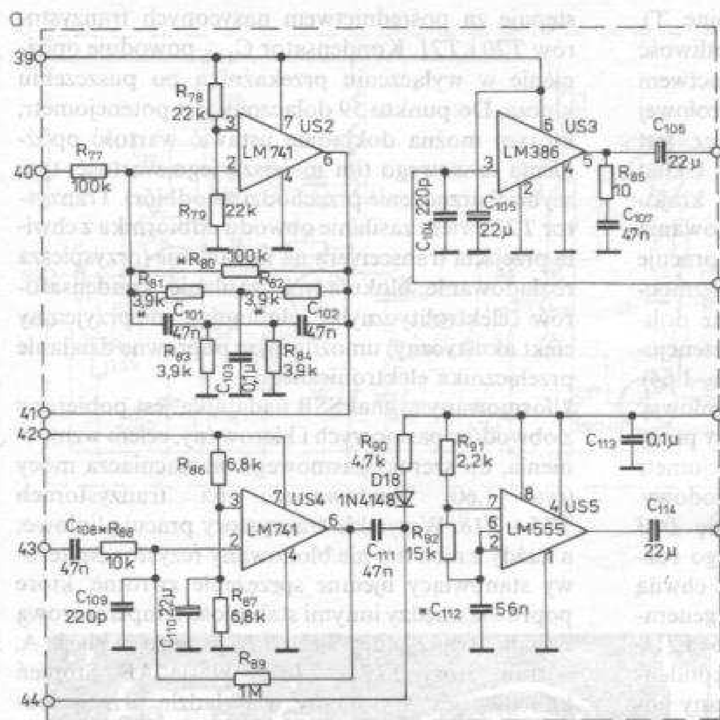
c



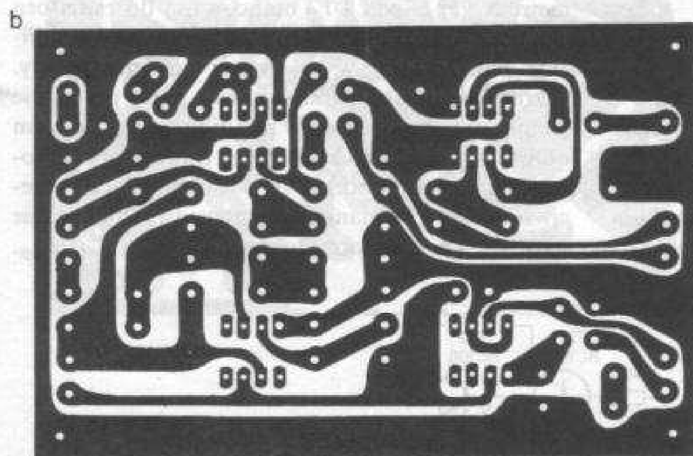
Rys. 1.57. b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów

RES 10. Przy pracy CW częstotliwość generatora kwarcowego jest ustalana za pomocą kondensatora C_{126} dołączanego za pośrednictwem diody *D25* polaryzowanej w kierunku przepustowym (patrz schemat montażowy) na wartość 9000 kHz. Za pośrednictwem uzwojenia sprzęgającego L_{32} jest pobierane napięcie fali nośnej do modulatora diodowego na diodach *D13* i *D14*. Mimo swej prostoty modulator zapewnia tłumienie fali nośnej rzędu 45 dB przy dokładnym zrównoważeniu potencjometrem *P1* i trymerem C_{73}. Za pośrednictwem dławika L_{31} jest podawany na modulator sygnał m.cz. ze wzmacniacza mikrofonowego. Sygnał DSB podlega wzmocnieniu na tranzystorze *T11*, a następnie poprzez diodę *D12* podany na filtr kwarcowy, gdzie zostaje usunięta jedna wstęga boczna w zależności od ustawienia częstotliwości fali nośnej na zboczu charakterystyki filtru kwarcowego. Zadaniem tranzystora *T12* jest blokowanie do masy resztek nie wytłumionej fali nośnej przy odbiorze, która mogłaby powodować niepożądane sprzężenie. Układ działa w ten sposób, że podanie napięcia + 12 V (0) poprzez rezystor R_{59} powoduje przejście tranzystora *T12* w stan nasycenia.

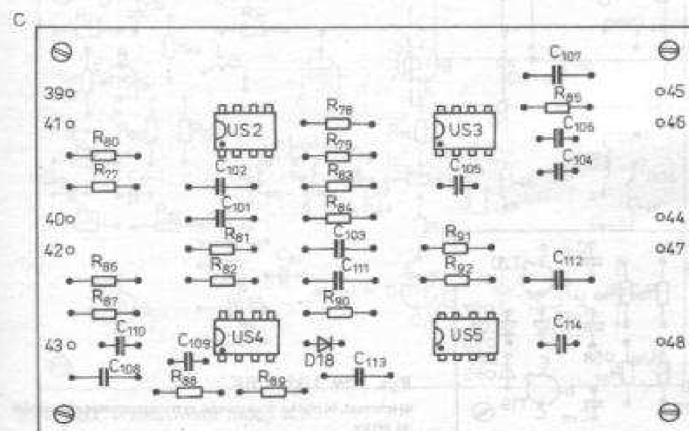
Sygnał m.cz. odbiornika podlega dalszemu wzmocnieniu w układzie przedstawionym na rys. 1.58. Przy odbiorze CW jest on dodatkowo filtrowany na układzie scalonym *US2* — LM741 (ULY7741) połączonym w układzie aktywnego filtru środkowoprzepustowego. W pętli ujemnego sprzężenia



b



c



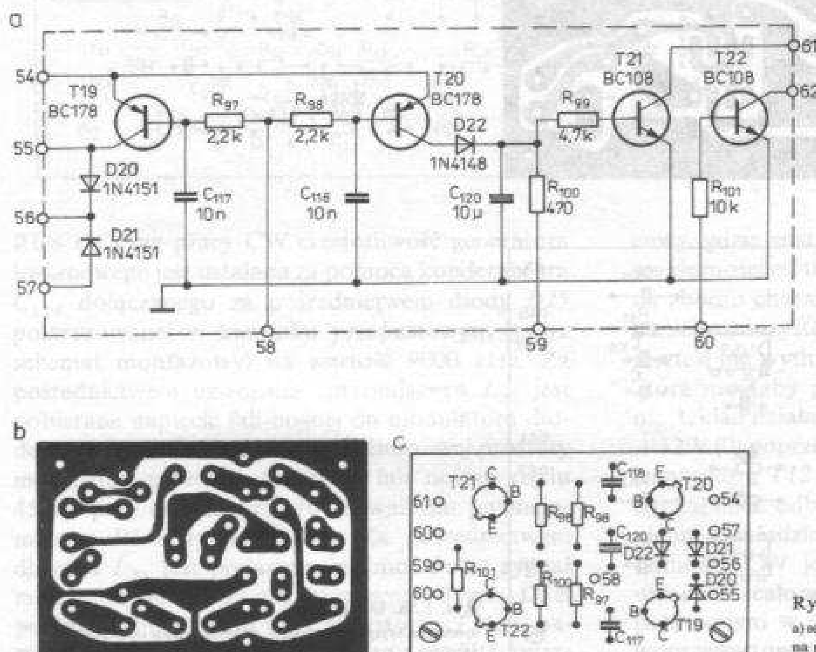
Rys. 1.58. Układ m.cz.

a) schemat, b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów na płytce

zwrotnego zastosowano filtr *RC* (podwójne T), którego elementy są dobrane na częstotliwość 850 Hz. Układ ten jest włączany za pośrednictwem przełącznika *S6* umieszczonego na płycie czołowej transceivera. Głównym wzmacniaczem m.cz. jest układ scalony LM386, który steruje głośnik. Układ ten można zastąpić popularnym układem krajowym UL1490, lecz wymaga to przeprojektowania płytki montażowej. Układ scalony *US4* pracuje jako wzmacniacz mikrofonowy, którego wzmocnienie można ustalić jednorazowo poprzez dobranie wartości rezystora R_{88} lub płynnie potencjometrem *P8* (patrz schemat montażowy rys. 1.64). Potencjometrem tym można również regulować poziom fali nośnej przy pracy telegrafią. Przy pracy CW poprzez rezystor R_{90}, diodę *D18* i potencjometr *P8* zostaje podane napięcie na modulator diodowy. Powoduje to przepływ prądu przez diodę *D13* modulatora i w konsekwencji następuje jego rozrównoważenie (pojawienie się fali nośnej). Z chwilą naciśnięcia klucza zaczyna również działać generator akustyczny na układzie *US5* — LM555 (ULY7855) o częstotliwości 850 Hz ustalonej kondensatorem C_{112}. Kluczowany sygnał akustyczny poprzez potencjometr podsłuchu *P10* (patrz schemat montażowy rys. 1.64) steruje głośnik.

Naciśnięcie klucza powoduje załączenie nie tylko wymienionych wyżej układów, ale również spolaryzowanie baz tranzystorów *T19* i *T20* (tzw. układu BK) — rys. 1.59 — i w konsekwencji przejście transceivera na nadawanie. Nasycony tranzystor *T19* powoduje podanie napięcia na modulator i generator podsłuchu. Załączenie przekaźnika przełączającego antenę i zasilanie transceivera następuje za pośrednictwem nasyconych tranzystorów *T20* i *T21*. Kondensator C_{120} powoduje opóźnienie w wyłączeniu przekaźnika po puszczeniu klucza. Do punktu *59* dołączony jest potencjometr, którym można dokładnie ustawić wartość opóźnienia czasowego (im mniejsza jego wartość, tym szybciej urządzenie przechodzi na odbiór). Tranzystor *T22* zwiera zasilanie obwodu odbiornika z chwilą przejścia transceivera na nadawanie (przyspiesza rozładowanie blokujących zasilanie kondensatorów elektrolitycznych eliminując nieprzyjemny efekt akustyczny) umożliwiając poprawne działanie przełącznika elektronicznego.

Uformowany sygnał SSB nadajnika jest pobierany z obwodów pasmowych i kierowany, celem wzmocnienia, do szerokopasmowego wzmacniacza mocy (rys. 1.60) zbudowanego na tranzystorach *T15* ÷ *T18*. Wszystkie tranzystory pracują liniowo, a każdy z nich ma nie blokowany rezystor emiterowy stanowiący ujemne sprzężenie zwrotne, które poprawia między innymi stabilność temperaturową układu. Tranzystory *T15* i *T16* pracują w klasie A, a tranzystory *T17* i *T18* w klasie AB. Stopień końcowy jest wykonany w układzie przeciwsobnym, którego punkt pracy jest ustalany potencjometrem *P5*. Dioda *D17* umocowana do radiatora jednego z tranzystorów stopnia końcowego stabilizuje punkt pracy w zależności od temperatury. Wzrost temperatury tranzystorów mocy powoduje zmniejszenie przedpięcia na diodzie, a zarazem obniżenie prądu spoczynkowego tranzystorów. Dopasowanie tranzystora *T16* do wzmacniacza przeciwsobnego wykonano za pomocą dwóch bifilarnie nawiniętych transformatorów L_{36}/L_{37} i L_{38}/L_{39}.



Rys. 1.59. Układ BK

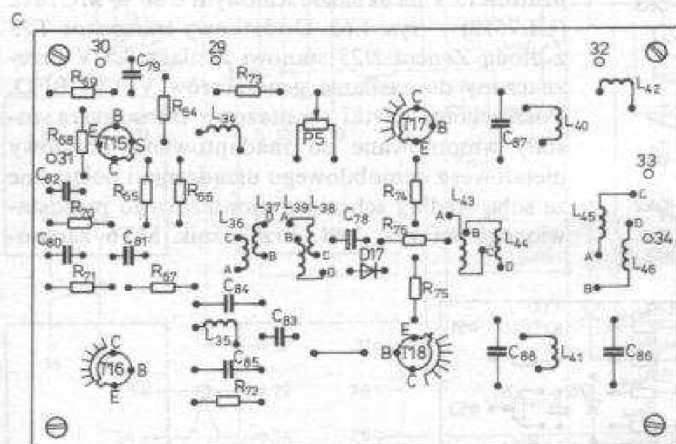
a) schemat, b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów na płytce

a

b

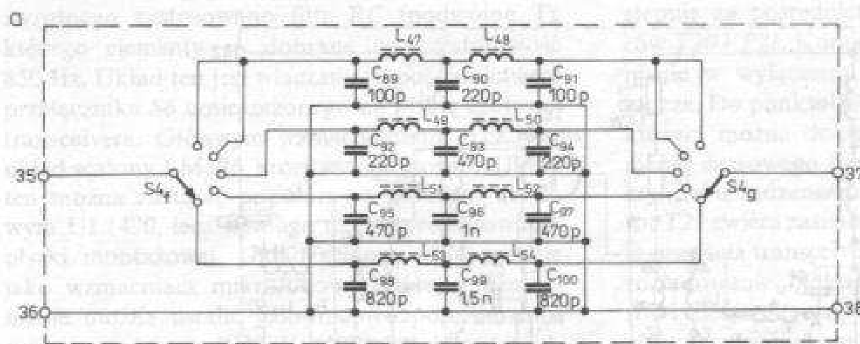
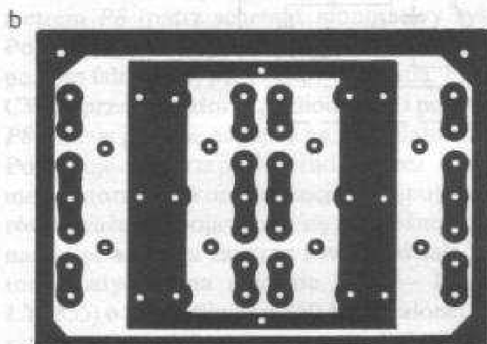
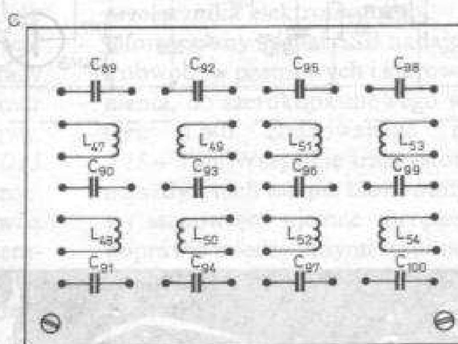


c



Rys. 1.60. Wzmacniacz mocy KF

a) schemat, b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów na płytce

Rys. 1.61. Filtry dolnoprzepustowe KF

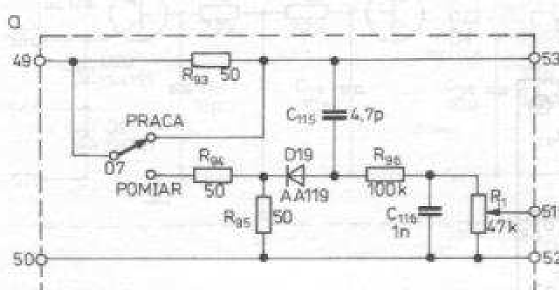
a) schemat, b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów na płytce

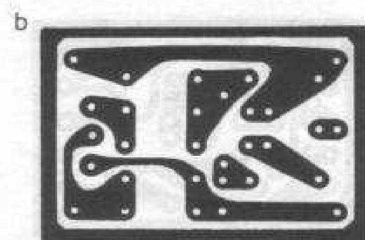
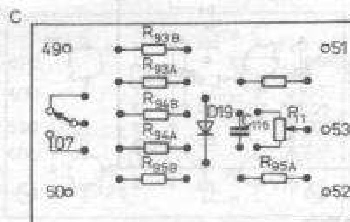
Podobnie wykonane transformatory pracują na wyjściu wzmacniacza dopasowując impedancję wyjściową stopnia do impedancji anteny (L_{43}/L_{44} i L_{45}/L_{46}). Wzmacniacz ten zapewnia pasmo przenoszenia 3 ÷ 30 MHz przy mocy wyjściowej 1,5 ÷ 2,0 W (przy dwukrotnie większej mocy doprowadzonej — z zasilacza).

Po wzmacniaczu mocy znajduje się filtr dolnoprzepustowy przełączany na każde pasmo oddzielnie, którego zadaniem jest eliminacja zakłóceń TVI. Układ ten przedstawiony jest na rys. 1.61. Przełącznik obrotowy na rysunku ustawiony jest na pasmo 80 m. Wszystkie uzwojenia filtrów nawinięto na pierścieniowych rdzeniach toroidalnych. Oczywiście można zastosować cewki powietrzne, lecz powiększa to wymiary płytki oraz wymaga ekranowania.

Sygnał nadajnika z filtru dolnoprzepustowego jest kierowany do anteny za pośrednictwem prostego układu pomiarowego SWR (rys. 1.62). Sygnał pomiarowy z potencjometru *P11* jest podany na mikroamperomierz układu *S*-metra za pośrednictwem tranzystora *T14* pracującego na głównej płytce transceivera (podczas nadawania rezystor R_{93} jest zwierany za pośrednictwem przełącznika *S7* umocowanego na przedniej ściance transceivera).

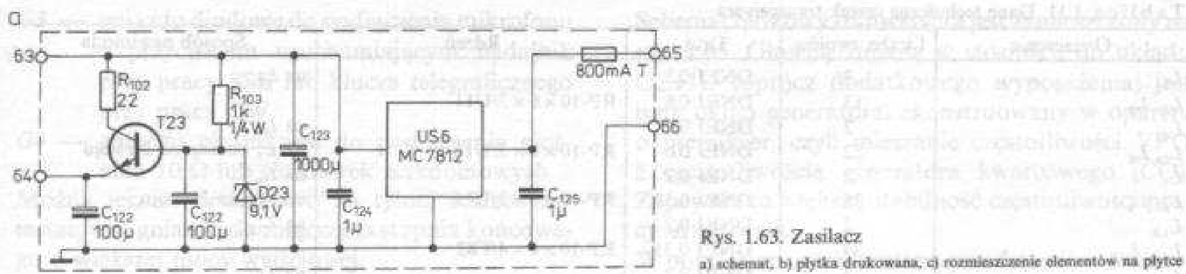
Cały transceiver może być zasilany napięciem 13,5 ÷ 18,0 V dzięki wbudowanemu układowi stabilizatora 12 V na układzie scalonym *US6* — MC7812 (UL7512) — rys. 1.63. Dodatkowy tranzystor *T23* z diodą Zenera *D23* stanowi zasilacz 8,5 V przeznaczony do zasilania generatorów VFO i BFO. Poszczególne płytki montażowe transceivera zostały wmontowane do zaadaptowanej obudowy metalowej z demobilowego urządzenia i połączone ze sobą według schematu montażowego przedstawionego na rys. 1.64. Przekaźnik MT6 zamon-

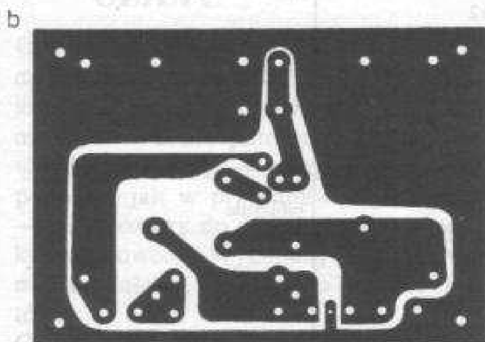


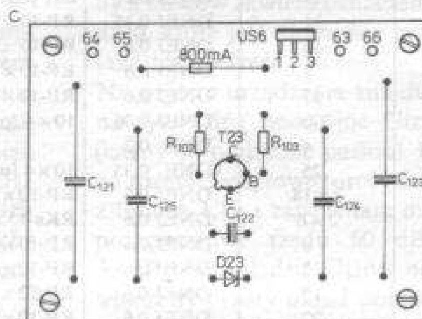



Rys. 1.62. Układ pomiarowy SWR

a) schemat, b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów na płytce

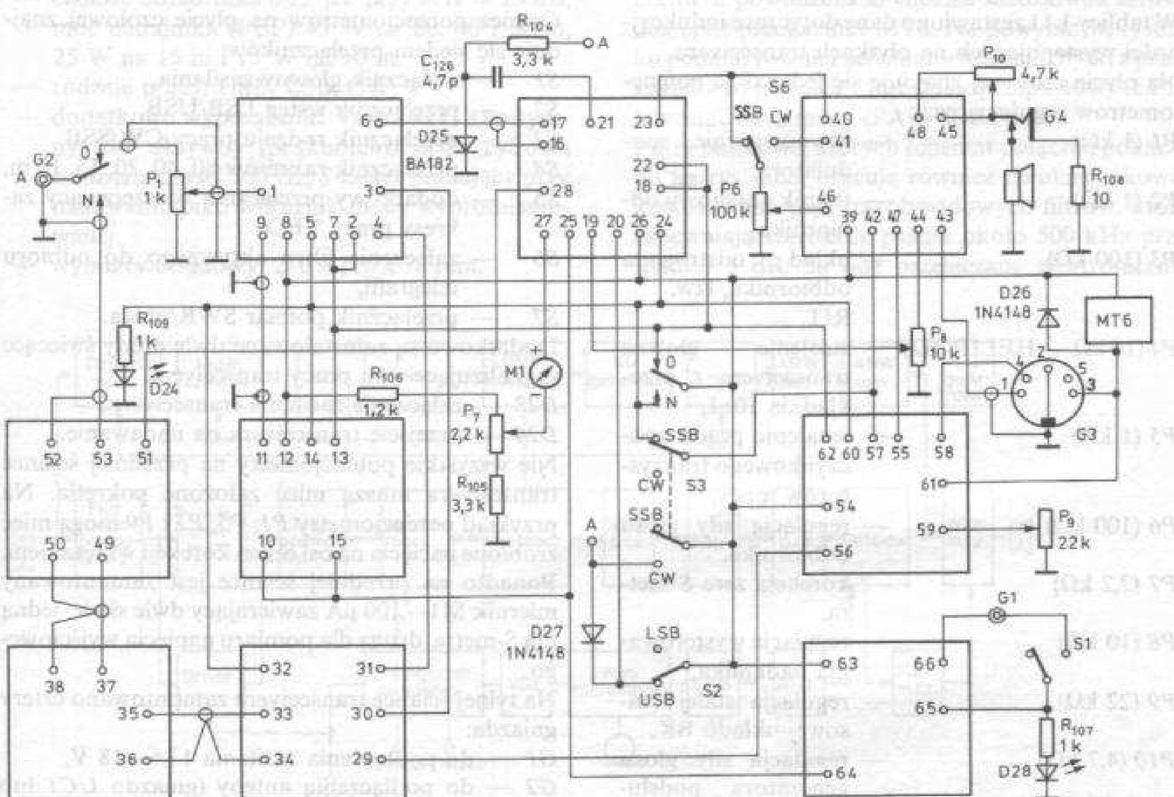






Rys. 1.63. Zasilacz

a) schemat, b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów na płytce



Rys. 1.64. Schemat połączeń między płytkami transceivera

Tablica 1.11. Dane techniczne cewek transceivera

Oznaczenie	Liczba zwojów	Drut	Rdzeń	Sposób nawinięcia
L_1	3	DNEJ 0,2		na L_2
L_2, L_3	13	DNEJ 0,6	RP-10 × 6 × 3/U11	
L_4	2	DNEJ 0,2		na L_5
L_5, L_6	22	DNEJ 0,6	RP-10 × 6 × 3/U11	na L_5 odczep na 2 zwoju
L_7	2	DNEJ 0,2		na L_8
L_8, L_9	26	DNEJ 0,35	RP-10 × 6 × 3/U11	odczep na 2 zwoju
L_{10}	2	DNEJ 0,2		na L_{11}
L_{11}, L_{12}	39	DNEJ 0,35	RP-10 × 6 × 4/F82	
L_{13}	3	DNEJ 0,2		na L_{14}
L_{14}, L_{15}	78	DNEJ 0,2	RP-10 × 6 × 4/F82	na L_{14} odczep na 5 zwoju
L_{16}/L_{17}, L_{18}/L_{19}	2 × 25	DNEJ 0,2	RP-10 × 3/F1001	bifilarnie
L_{20}	3	DNEJ 0,2		na L_{21}
L_{21}, L_{27}, L_{28}, L_{33}, L_{58}	19	DNEJ 0,2	filtr p.cz. 12 × 12	
L_{22}	31	DNEJ 0,35	RP-10 × 6 × 4/F82	
L_{23}	10	DNEJ 0,6	RP-10 × 6 × 4/F82	
L_{24}	7	DNEJ 0,6	RP-10 × 6 × 3/U11	
L_{25}	13	DNEJ 0,6	RP-10 × 6 × 3/U11	
L_{26}, L_{31}	200	DNEJ 0,06	10 × 4 (pręt)	
L_{32}	4	DNE 0,2		na L_{33}
L_{34}, L_{35}, L_{40}, L_{41}, L_{42}	25	DNE 0,35	10 × 4 (pręt)	
L_{36}/L_{37}, L_{38}/L_{39}	2 × 18	DNEJ 0,6	RP-10 × 6 × 4/F82	bifilarnie
L_{34}/L_{44}, L_{45}/L_{46}	2 × 6	DNEJ 0,6	RKs-15 × 12 × 8/F201	bifilarnie
L_{47}, L_{48}	8	DNEJ 0,6	RP-10 × 6 × 3/U11	
L_{49}, L_{50}	12	DNEJ 0,6	RP-10 × 6 × 3/U11	
L_{51}, L_{52}	15	DNEJ 0,6	RP-10 × 6 × 4/F82	
L_{53}, L_{54}	22	DNEJ 0,6	RP-10 × 6 × 4/F82	

towany w pobliżu gniazda antenowego służy do przełączania anteny i zasilania. Można tu zamontować każdy inny podwójny przekaźnik.

W tablicy 1.11 zestawiono dane dotyczące indukcyjności występujących na płytkach transceivera.

Na płycie czołowej znajduje się jedenaście potencjometrów regulacyjnych:

P1 (1 kΩ) — równoważenie modulatora,
P2 (1 kΩ) — tłumik antenowy odbiornika,
P3 (100 kΩ) — układ odstrojenia odbiornika, tzw. RIT,
P4 (10 kΩ — HELIPOD) — strojenie główne transceivera z przekładnią 10:1,
P5 (1 kΩ) — ustalenie prądu spoczynkowego tranzystorów mocy,
P6 (100 kΩ) — regulacja siły głosu odbiornika,
P7 (2,2 kΩ) — korekcja zera *S*-metra,
P8 (10 kΩ) — regulacja wysterowania nadajnika,
P9 (22 kΩ) — regulacja stałej czasowej układu BK,
P10 (4,7 kΩ) — regulacja siły głosu generatora podsłuchu przy CW,
P11 (47 kΩ) — regulacja wysterowania miernika przy nadawaniu.

Oprócz potencjometrów na płycie czołowej znajduje się siedem przełączników:

S1 — wyłącznik główny zasilania,
S2 — przełącznik wstęg LSB/USB,
S3 — przełącznik rodzaju pracy CW/SSB,
S4 — przełącznik zakresów 80, 40, 20, 15, 10 m,
S5 — dodatkowy przełącznik rozszerzający zakresy pracy VFO,
S6 — załączenie filtru aktywnego do odbioru telegrafii,
S7 — przełącznik pomiar SWR/praca.

Dodatkowo są zainstalowane dwie diody świecące sygnalizujące stan pracy transceivera:

D28 — załączenie zasilania transceivera,
D24 — przejście transceivera na nadawanie.

Nie wszystkie potencjometry na przedniej ściance transceivera muszą mieć założone pokrętła. Na przykład potencjometry *P1*, *P5*, *P7* i *P9* mogą mieć zrobione nacięcia na osi celem korekcji wkrętakiem. Ponadto na przedniej ściance jest zamontowany miernik M1—100 μA zawierający dwie skale: jedną dla *S*-metra, drugą dla pomiaru napięcia wyjściowego.

Na tylnej ściance transceivera zamontowano cztery gniazda:

G1 — do podłączenia zasilania 13,5 ÷ 18 V,
G2 — do podłączenia anteny (gniazdo *UC1* lub *BNC*),

G3 — gniazdo diodowe do podłączenia mikrofonu z przyciskiem uruchamiającym nadajnik przy pracy SSB lub klucza telegraficznego przy pracy CW,

G4 — gniazdo głośnikowe do podłączenia głośnika 10 Ω lub słuchawek niskoomowych.

Można jeszcze dodatkowo na tylnej ściance zainstalować gniazdo do załączenia stopnia końcowego o większej mocy wyjściowej.

1.10. Transceiver CATALINA według OZ1ETU

Opis tego transceivera był zamieszczony w miesięczniku „OZ" nr 11/87 12/87, i 1/88. Jego autorem jest krótkofalowiec duński OZ1ETU. Urządzenie ma bardzo dobre parametry elektryczne, jednak układ elektryczny — mimo pewnej komplikacji, podobnie jak w przypadku transceivera OZ1JU — jest możliwy do odwzorowania przez polskich krótkofalowców. Wykonany jest on również techniką modułową, dogodną do różnych eksperymentów.

Oto parametry urządzenia podane przez konstruktora:

- zakresy fal: 80, 40, 20, 15 i 10 m,
- parametry dynamiczne: MDS — 128 dBm, DR 94 dB, Ip +13 dBm,
- czułość odbiornika 0,22 μV przy $S/N = 10$ dB,
- moc nadajnika (PEP) 45 W na 80, 40 i 20 m, 25 W na 15 m i 15 W na 10 m,
- rodzaje pracy: USB, LSB, CW,
- dodatkowe wyposażenie: VOX, RIT, akustyczny filtr aktywny (peaknotch), skala cyfrowa o rozdzielczości 100 Hz, *S*-meter pracujący przy nadawaniu jako wskaźnik mocy wypromieniowanej,
- wymiary obudowy: 210 × 210 × 78 mm.

Schemat blokowy transceivera jest zamieszczony na rys. 1.65. Główną zmianą w stosunku do układu OZ1JU (oprócz dodatkowego wyposażenia) jest inny układ generatora, skonstruowany w oparciu o premikser, czyli mieszanie częstotliwości VFO z częstotliwością generatora kwarcowego (CO). Zapewnia to większą stabilność częstotliwości pracy urządzenia.

W poniższym opisie zostaną przedstawione wszystkie fragmenty schematu ideowego w postaci schematu danego bloku, jego płytki drukowanej, jak również rozmieszczenie elementów na płytce. Każdy z bloków zawiera oznaczenie literowe wyprowadzeń, które jest niezbędne przy późniejszym montażu transceivera.

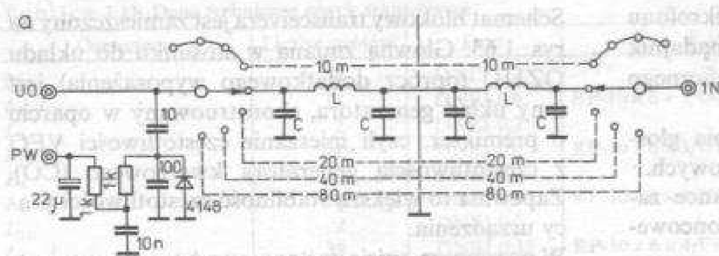
Na wejściu urządzenia znajdują się przedstawione na rys. 1.66a podwójne filtry dolnoprzepustowe (każdy na oddzielne pasmo). Filtry te są nawinięte na rdzenie ferrytowe toroidalne AMIDON zgodnie z tablicą 1.12 i zapewniają maksymalne tłumienie pozapasmowe rzędu 60 dB (średnie tłumienie 30 dB). W układzie filtrów od strony wyjścia jest włączony prosty układ pomiaru napięcia szczytowego w.cz. przy nadawaniu. Filtry pracują dwukierunkowo: przy nadawaniu i odbiorze.

Do przełączania anteny zastosowano dwa miniaturowe pojedyncze przekaźniki o schemacie połączeń przedstawionym na rys. 1.67. Zamiast tych przekaźników z powodzeniem można zastosować łatwiej dostępne przekaźniki MT6. Na powyższym rysunku podano również schemat włączenia płytki z przekaźnikami pomiędzy filtr dolnoprzepustowy (LPF) a wzmacniacz mocy (PA + DRIVER).

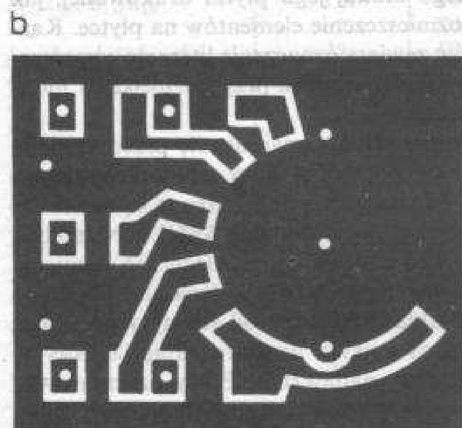
Filtry pasmowe, których schemat połączeń pokazano na rys. 1.68, pracują również dwukierunkowo. Zastosowano pięć trzyobwodowych filtrów, które zapewniają szerokość pasma około 500 kHz przy spadku 3 dB. Są one przełączane elektronicznie



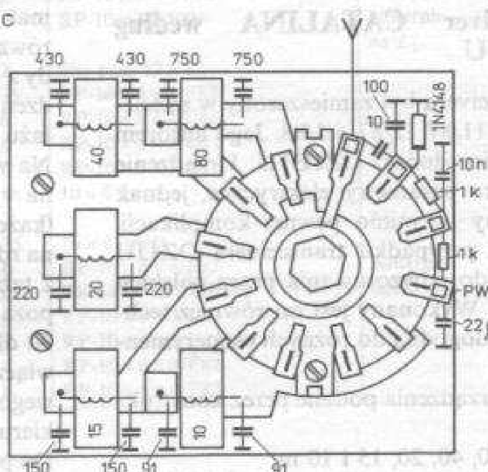
Rys. 1.65. Schemat blokowy transceivera CATALINA



b



c

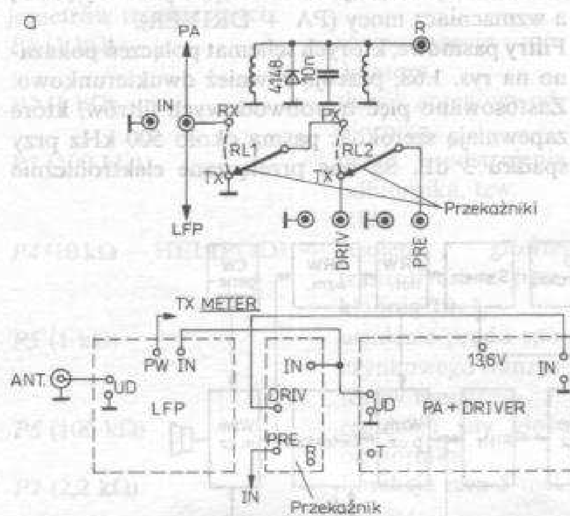


Rys. 1.66. Filtry dolnoprzepustowe KF

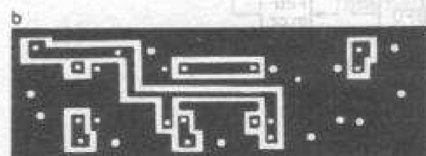
a) schemat, b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów na płytce

Tablica 1.12. Dane elementów *LC* filtrów dolnoprzepustowych

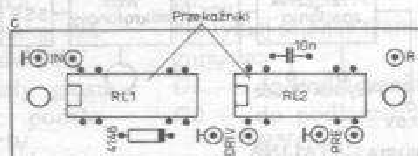
Częstotliwość (−3 dB) [MHz]	Rdzeń	Liczba zwojów	Średnica drutu [mm]	C_1, C_2, C_3, C_4 [pF]
4,5	T50-2 Amidon	24	0,65	750
7,7	T50-2 Amidon	16	0,65	420
14,7	T50-6 Amidon	14	0,65	220
21,7	T50-6 Amidon	10	0,65	150
30,2	T50-6 Amidon	8	0,65	100



b

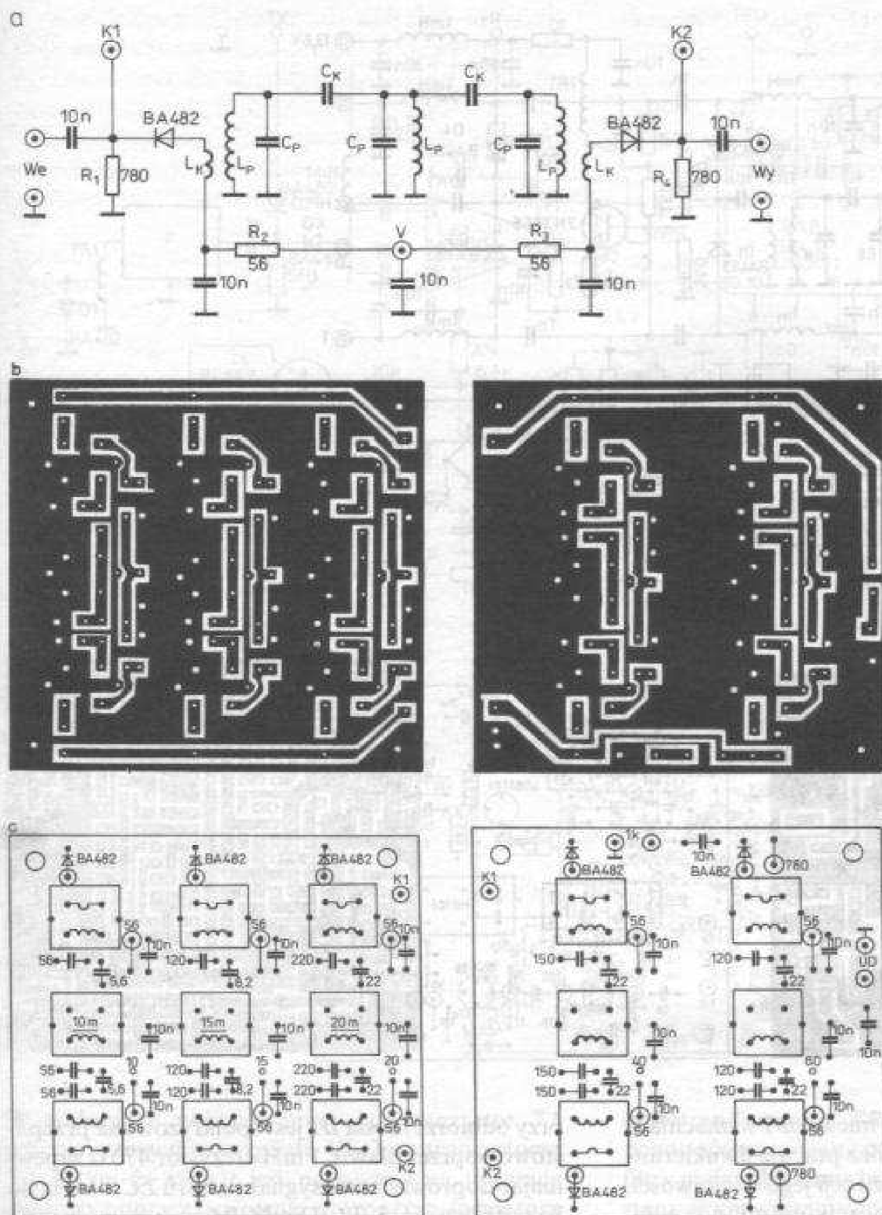


c



Rys. 1.67. Przełącznik antenowy

a) schemat, b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów na płytce



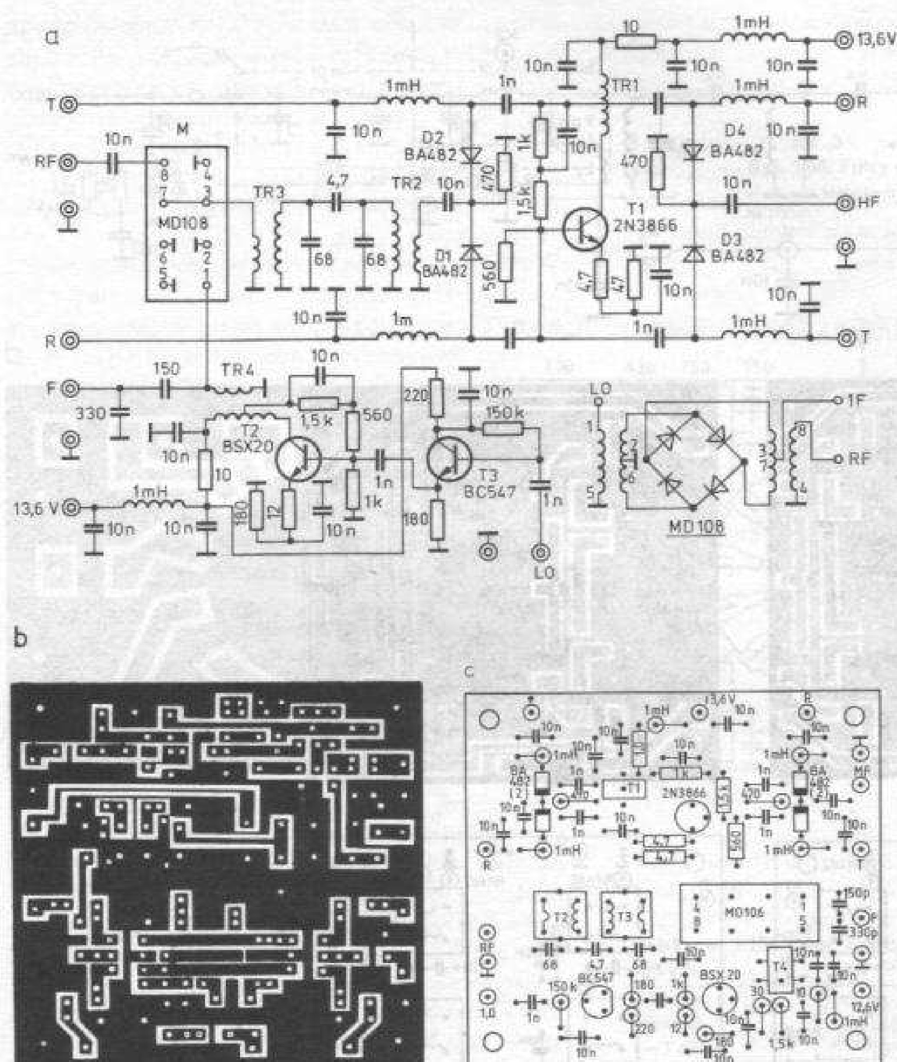
Rys. 1.68. Filtry pasmowe KF

a) schemat, b) płytki drukowane, c) rozmieszczenie elementów na płytkach

przez odpowiednie polaryzacje diod BA182 w kierunku przewodzenia dzięki rezystorom 56 Ω i 780 Ω. Pozostałe diody nie pracujących filtrów są spolaryzowane zaporowo i wyłączają niepotrzebne filtry. Obwody można nawinąć zgodnie z tablicą 1.13 na korpusy krajowych filtrów 12 × 12 mm po usunięciu poprzednich uzwojeń i wtopieniu w dolną część korpusu odcinków drutu srebrzonego, które będą odpowiadały otworom płytki drukowanej. Pozapasmowe tłumienie filtrów wynosiło około 60 dB.

Tablica 1.13. Dane elementów *LC* filtrów pasmowych

Zakres [MHz]	L_P		L_K		C_P	C_K
	Liczba zwojów	Średnica drutu [mm]	Liczba zwojów	Średnica drutu [mm]	[pF]	[pF]
3,5 ÷ 4,0	60	0,1	6	0,1	120	22
7,0 ÷ 7,5	30	0,2	3	0,1	150	22
14,0 ÷ 14,5	12	0,2	2	0,1	220	22
21,0 ÷ 21,5	10	0,2	2	0,1	120	8,2
20,0 ÷ 30,0	10	0,2	2	0,1	56	5,6

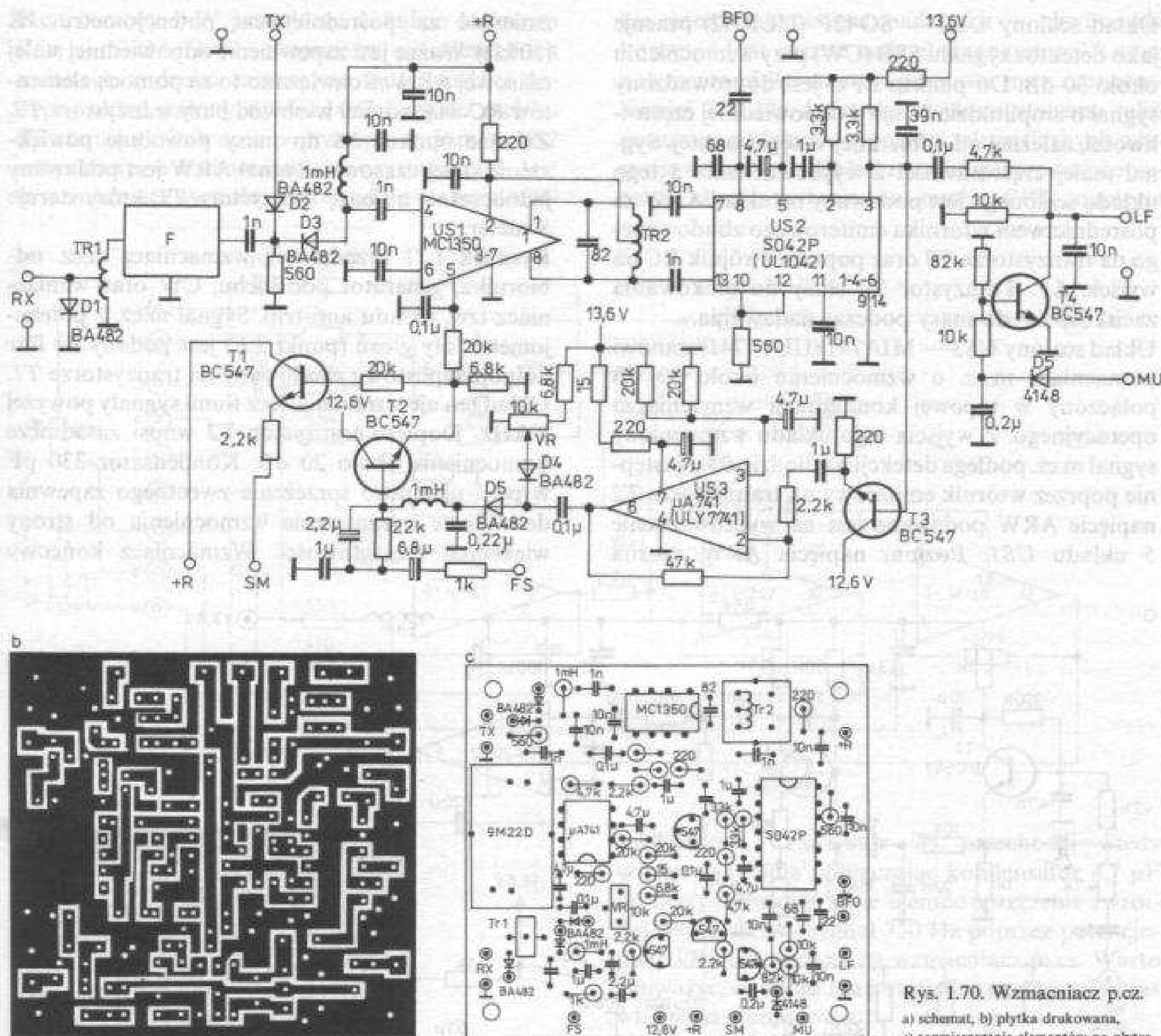


Rys. 1.69. Mieszacz ze wzmacniaczem rewersyjnym
a) schemat, b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów na płytce

Na rysunku 1.69 pokazano mieszacz i wzmacniacz rewersyjny. Układ ten również pracuje dwukierunkowo — mieszacz diodowy z racji jego właściwości, a wzmacniacz dzięki przełącznikowi diodowemu. W transceiverze modelowym wykorzystano mieszacz fabryczny M-MD108 na diodach Schottky'ego. Mieszacz taki można oczywiście wykonać własnoręcznie, o ile posiada się cztery dobrane diody Schottky'ego oraz dwa miniaturowe rdzenie toroidalne [11].

Po mieszaczu pracuje filtr środkowoprzepustowy składający się z dwóch filtrów *LC* sprzężonych ze sobą i zestrojonych na częstotliwość 9 MHz. Dalej znajduje się wzmacniacz na tranzystorze *T1* średniej mocy typu 2N3866. Pracuje on w układzie ze wspólnym emiterem z ujemnym sprzężeniem zwrotnym. Przez odpowiednią polaryzację diod *D1* ÷ *D4* uzyskuje się doprowadzenie sygnału wejściowego do bazy tranzystora oraz odprowadzenie sygnału z jego kolektora (transformatora w.cz. *TR1*). I tak przy odbiorze dioda *D1* jest spolaryzowana przepustowo poprzez dławik 1 mH i rezystor 470 Ω zapewniając doprowadzenie sygnału z filtru *LC* 9 MHz do bazy tranzystora *T1*. Dioda *D4* w tym momencie jest spolaryzowana również przepustowo umożliwiając transmisję wzmocnionego sygnału z transformatora *TR1* na punkt *HF*. Jednocześnie diody *D2* i *D3* są spolaryzowane zaporowo nie dopuszczając do wzbudzenia się układu. Przy nadawaniu sytuacja jest odwrotna: spolaryzowana przepustowo dioda *D3* zapewnia doprowadzenie sygnału 9 MHz z zacisku *HF* na bazę tranzystora *T1*, dioda *D2* doprowadzenie wzmocnionego sygnału z transformatora *TR1* na filtr *LC* 9 MHz. W powyższym przypadku diody *D3* i *D4* są spolaryzowane zaporowo.

Wzmocnienie tranzystora *T1* wynosi około 15 dB przy bardzo dobrych właściwościach dynamicznych dzięki ujemnemu sprzężeniu zwrotnemu oraz pracy stopnia w klasie A (prąd rzędu 55 mA).



Rys. 1.70. Wzmacniacz p.cz.
a) schemat, b) płytka drukowana,
c) rozmieszczenie elementów na płytce

W podobnym układzie pracy jak tranzystor *T1* pracuje wzmacniacz sygnału VFO na tranzystorze *T2*, z tym że sygnał jest podawany na mieszacz diodowy poprzez uzwojenie wtórne transformatora *TR4*. Jednocześnie z tego uzwojenia sygnał VFO poprzez zacisk *F* jest pobierany do miernika częstotliwości tak zwanej skali cyfrowej odczytu częstotliwości (układ opisany w p. 3.4).

Tranzystor *T3* to typowy wtórnik emiterowy — separator.

Wzmacniacz pośredniej częstotliwości z detektorem i układem ARW jest przedstawiony na rys. 1.70. Układ ten — w przeciwieństwie do układów opisanych wyżej, poza filtrem kwarcowym — pracuje tylko przy odbiorze. W układzie oryginalnym zastosowano miniaturowy filtr kwarcowy *F* typu 9M22D. Przy zastosowaniu filtru XF9B lub krajowego PP9A2 należy powiększyć powierzchnię płytki drukowanej i oczywiście zmienić otwory i ścieżki pod wyprowadzenia filtru. Elementy dopasowujące (autotransformator *TR1* i rezystor 560 Ω) mogą pozostać bez zmian, ponieważ wyżej wymienione filtry mają takie same impedancje, jak filtr wykorzystany w rozwiązaniu modelowym.

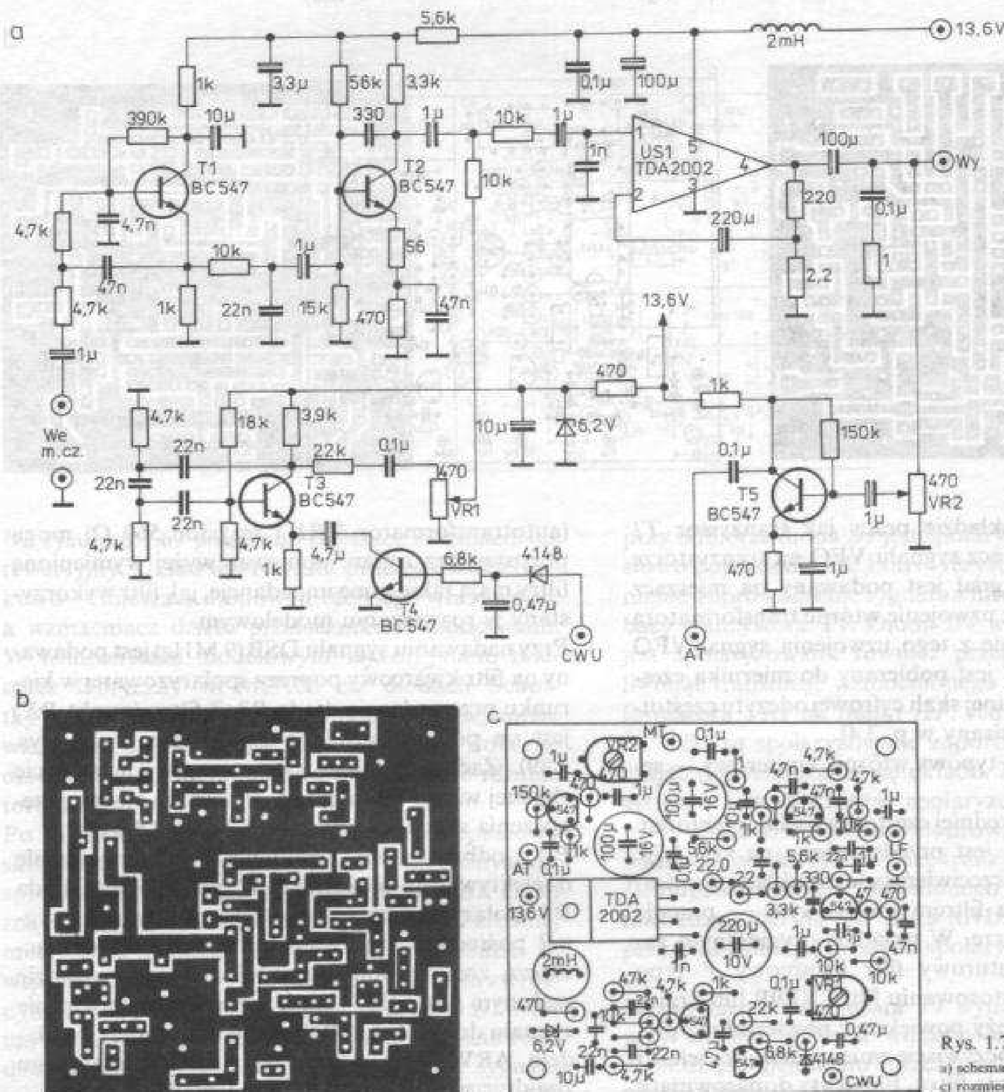
Przy nadawaniu sygnału DSB (9 MHz) jest podawany na filtr kwarcowy poprzez spolaryzowaną w kierunku przewodzenia diodę *D2*. Z filtru (punkt *RX*) jest on podawany na płytkę opisaną wyżej (rys. 1.89). Zadaniem filtru kwarcowego jest wycięcie zbędnej wstęgi bocznej i uformowanie pasma przenoszenia sygnału do wartości około 2,4 kHz.

Przy odbiorze filtr kwarcowy decyduje głównie o selektywności odbiornika. W tym wypadku dioda *D3* spolaryzowana przepustowo doprowadza sygnał pośredniej częstotliwości 9 MHz do wzmacniacza zrealizowanego na telewizyjnym układzie scalonym MC1350. Układ zapewnia wzmocnienie sygnału do wartości 50 dB przy współpracy z układem ARW. Na wyjściu tego układu scalonego znajduje się *TR2* o bifilarnym uzwojeniu.

Układ scalony *US2* — SO42P (UL1042) pracuje jako detektor sygnału SSB (CW) przy wzmocnieniu około 30 dB. Do punktu BFO jest doprowadzony sygnał o amplitudzie 20 mV i odpowiedniej częstotliwości, zależnej od odbieranej wstęgi bocznej. Sygnał małej częstotliwości z wyprowadzenia *3* tego układu scalonego jest podawany na układ ARW za pośrednictwem wtórnika emiterowego zbudowanego na tranzystorze *T3* oraz poprzez dwójnik *RC* na wyjście *LF*. Tranzystor *T4* służy do blokowania zacisków *LF* do masy podczas nadawania.

Układ scalony *US3* — MIA741 (ULY7741) stanowi wzmacniacz m.cz. o wzmocnieniu około 30 dB połączony w typowej konfiguracji wzmacniacza operacyjnego. Z wyjścia tego układu wzmocniony sygnał m.cz. podlega detekcji na diodzie *D5*. Następnie poprzez wtórnik emiterowy na tranzystorze *T2* napięcie ARW podawane jest na wyprowadzenie *5* układu *US1*. Poziom napięcia ARW można zmieniać za pośrednictwem potencjometru *VR* (10 kΩ). Ważne jest zapewnienie odpowiedniej stałej czasowej ARW. Rozwiązano to za pomocą elementów *RC* włączanych w obwód bazy tranzystora *T2*. Zwarcie punktu *FS* do masy powoduje powiększenie stałej czasowej. Sygnał ARW jest podawany jednocześnie na bazę tranzystora *T1*, który steruje *S*-meter.

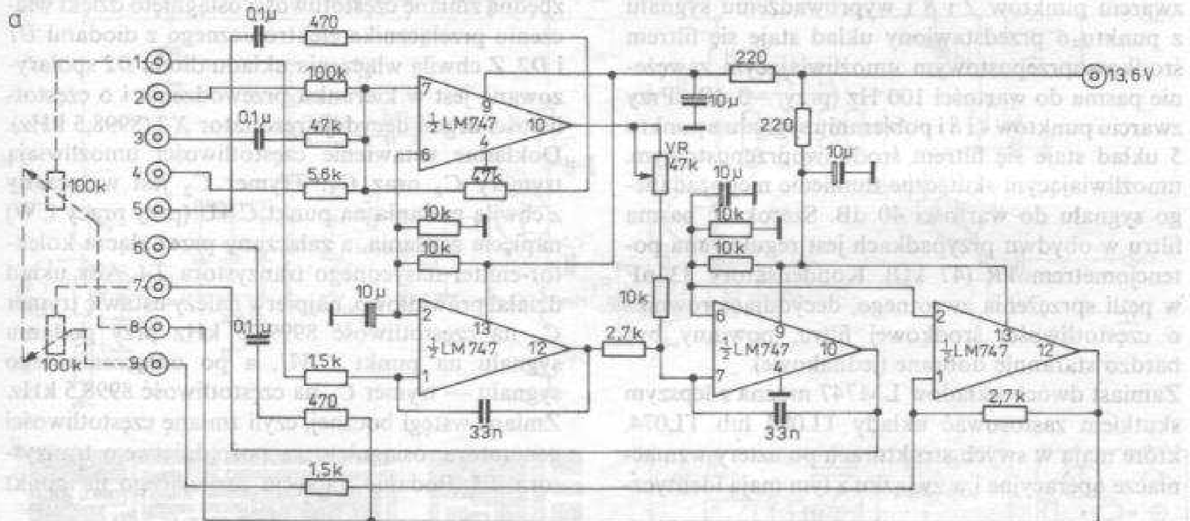
Rysunek 1.71 przedstawia wzmacniacz m.cz. odbiornika, generator podsłuchu, CW oraz wzmacniacz tzw, układu anti-trip. Sygnał m.cz. z potencjometru siły głosu (punkt *LF*) jest podany na filtr dolnoprzepustowy zbudowany na tranzystorze *T1*. Układ ten nie wzmacnia, lecz tłumi sygnały powyżej 3 kHz. Dopiero tranzystor *T2* wnosi zasadnicze wzmocnienie około 20 dB. Kondensator 330 pF w pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego zapewnia dodatkowe ograniczenie wzmocnienia od strony większych częstotliwości. Wzmacniacz końcowy

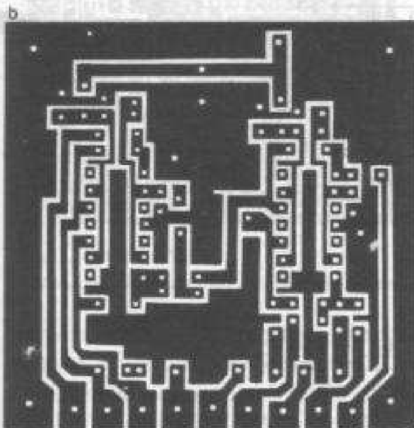


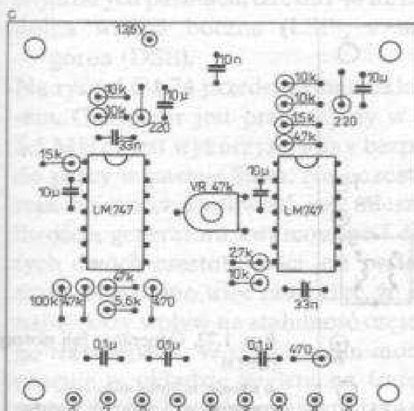
Rys. 1.71. Układ m.cz.
a) schemat, b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów na płytce

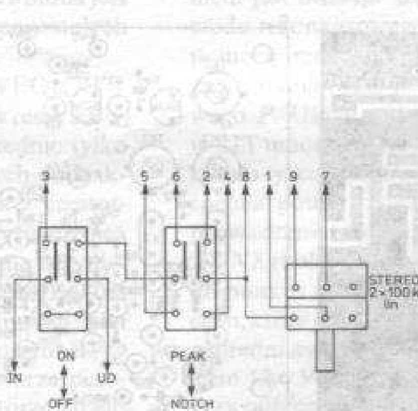
m.cz. o mocy 1 W pracuje na układzie scalonym *US1* — TDA 2002. Można tu po niewielkich zmianach w druku zastosować inny, bardziej dostępny układ scalony, np. UL1497. Sygnał z zacisku *HT* steruje głośnik oraz poprzez potencjometr *VR2* jest podany na wzmacniacz z tranzystorem *T5*. Jest to wzmacniacz sygnału, tzw. anti-trip (zabezpieczenie przed załączeniem nadajnika w chwili, gdy korespondent jeszcze nadaje). Tranzystor *T3* wraz z elementami *RC* stanowi generator m.cz. o częstotliwości 750 Hz, który jest wykorzystywany jako generator podsłuchu sygnałów telegraficznych własnego nadawania. Układ zaczyna generować dopiero w chwili podania na punkt *CWU* napięcia zasilającego. Tranzystor *T4* przechodzi wtedy w stan nasycenia podłączając kondensator 4,7 μF do masy (likwiduje silne ujemne sprzężenie zwrotne). Wytworzony sygnał 750 Hz poprzez potencjometr *VR1* jest podany na wzmacniacz m.cz. Warto zauważyć, że układ ten jest zasilany przez cały czas włączenia transceivera.

Rysunek 1.72 przedstawia przełączany aktywny filtr m.cz. Został on wykonany na czterech wzmacniaczach operacyjnych zawartych w układach LM747. Przedstawiony układ jest bardzo potrzebny przy odbiorze telegrafii lub w przypadku silnych zakłóceń (niepożądanych nośnych) pojawiających się na odbieranym sygnale lub w jego pobliżu.







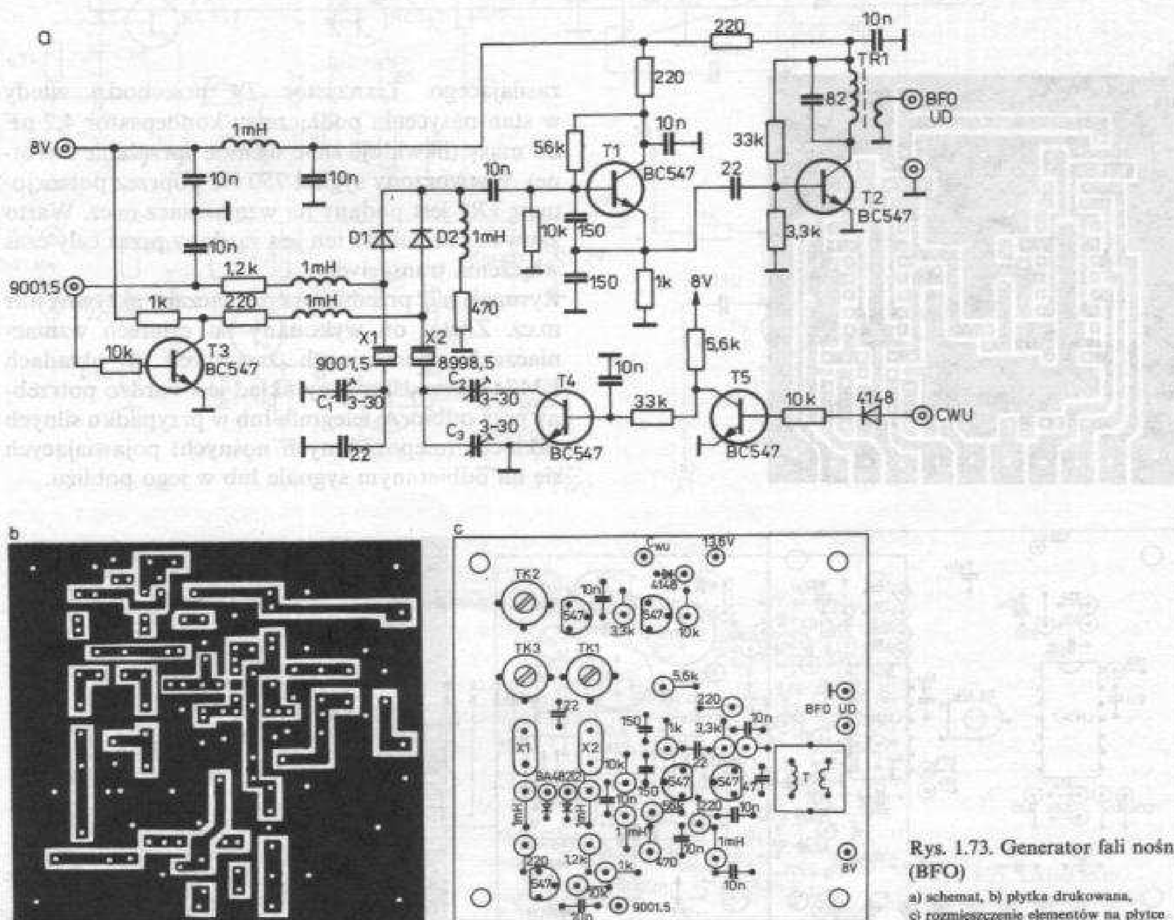


Rys. 1.72. Aktywny filtr m.cz.
a) schemat, b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów na płytce

Żądany kształt charakterystyki osiągnięto dzięki odpowiedniemu włączeniu członu *RC* w gałąź sprzężenia zwrotnego. Częstotliwość środkowa filtru jest tutaj regulowana podwójnym potencjometrem 100 kΩ (stosowanym we wzmacniaczach stereofonicznych), którego jedna sekcja jest włączona pomiędzy punkty *7* i *9*, a druga pomiędzy *8* i *1*. Wejście sygnału znajduje się w punkcie *3*. Przy zwarciu punktów *2* i *8* i wyprowadzeniu sygnału z punktu *6* przedstawiony układ staje się filtrem środkowoprzepustowym umożliwiającym zawężenie pasma do wartości 100 Hz (przy −3 dB). Przy zwarciu punktów *4* i *8* i pobieraniu sygnału z punktu *5* układ staje się filtrem środkowoprzepustowym, umożliwiającym skuteczne tłumienie niepożądanego sygnału do wartości 40 dB. Szerokość pasma filtru w obydwu przypadkach jest regulowana potencjometrem *VR* (47 kΩ). Kondensatory 33 nF w pętli sprzężenia zwrotnego, decydujące również o częstotliwości środkowej filtru, powinny być bardzo starannie dobrane (jednakowe).

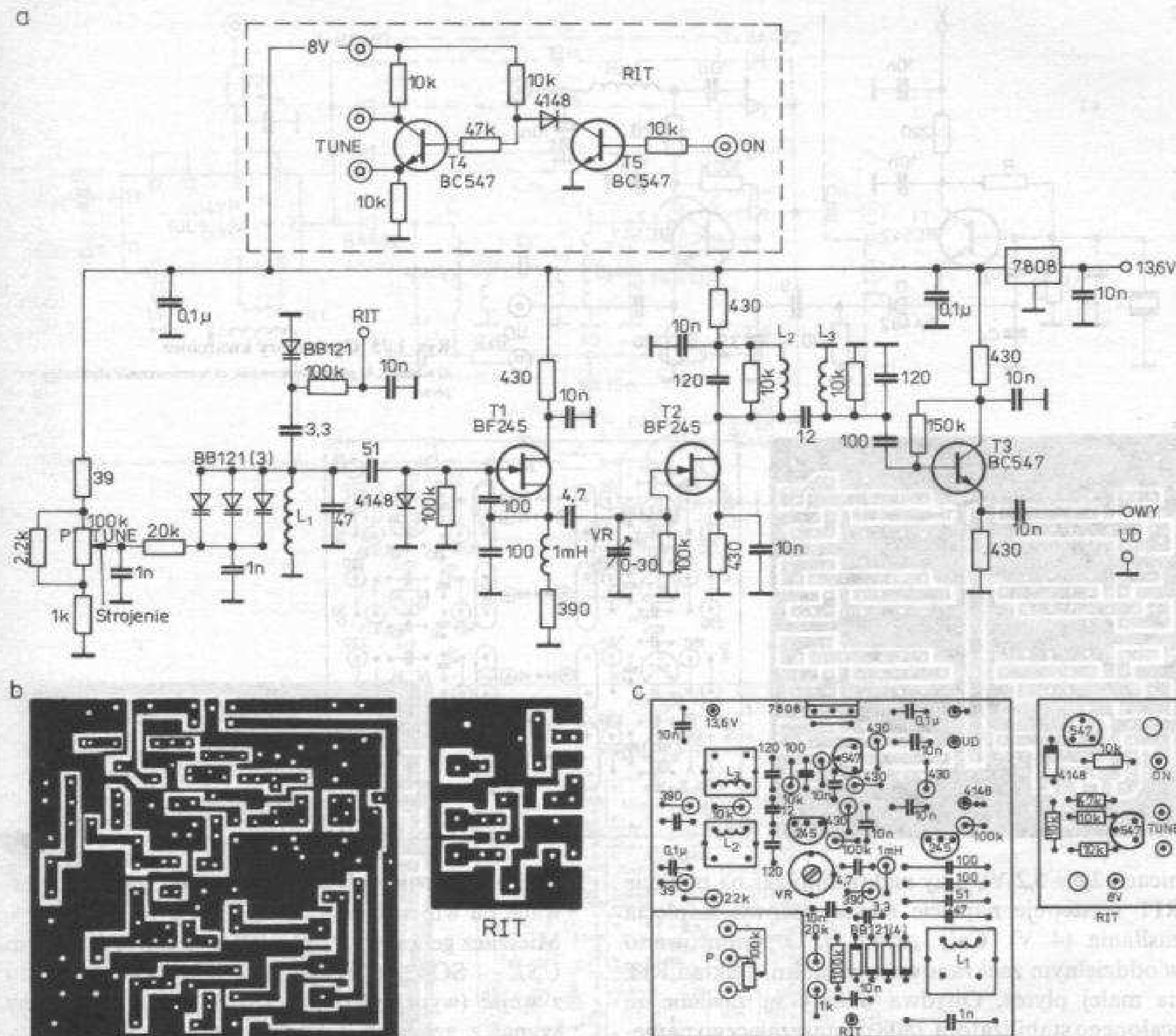
Zamiast dwóch układów LM747 można z lepszym skutkiem zastosować układy TL084 lub TL074, które mają w swych strukturach po cztery wzmacniacze operacyjne i w związku z tym mają identyczne parametry, jednakowo zmieniające się pod wpływem temperatury. Sądzić należy, że ma to istotny wpływ przy osiąganiu dużej dobroci filtru.

Generator fali nośnej (BFO) przedstawiony został na rys. 1.73. Zasadniczy układ generatora pracuje na tranzystorze *T1* w układzie Colpitza. Tranzystor *T2* stanowi wzmacniacz sygnału 9 MHz, a w jego kolektorze jest włączony transformator *TR1*. Niezbędną zmianę częstotliwości osiągnięto dzięki włączeniu przełącznika elektronicznego z diodami *D1* i *D2*. Z chwilą włączenia układu dioda *D2* spolaryzowana jest w kierunku przewodzenia i o częstotliwości drgań decyduje rezonator *X2* (8998,5 kHz). Dokładne ustawienie częstotliwości umożliwiają trymery C_2 oraz C_3. Trymer C_2 jest wyłączany z chwilą podania na punkt *CWU* (przy pracy CW) napięcia zasilania, a załączany przez złącze kolektor-emiter nasyconego tranzystora *T4*. Aby układ działał prawidłowo, najpierw należy ustawić trymer C_3 na częstotliwość 8999,25 kHz przy podaniu sygnału na punkt *CWU*, a po odłączeniu tego sygnału — trymer C_2 na częstotliwość 8998,5 kHz. Zmianę wstęgi bocznej, czyli zmianę częstotliwości generatora, osiągnięto za pośrednictwem tranzystora *T3*. Podanie napięcia zasilającego na punkt



Rys. 1.73. Generator fali nośnej (BFO)

a) schemat, b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów na płytce

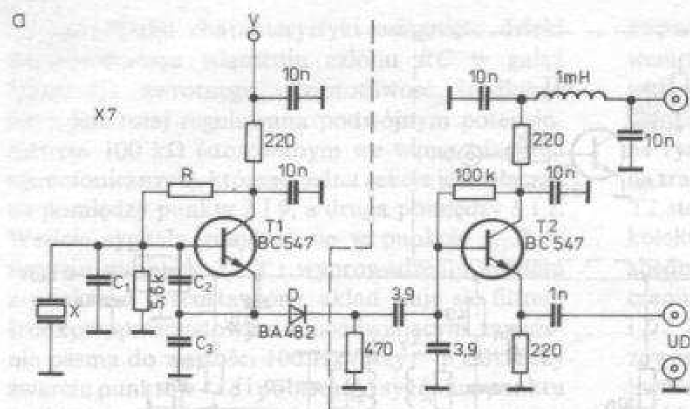


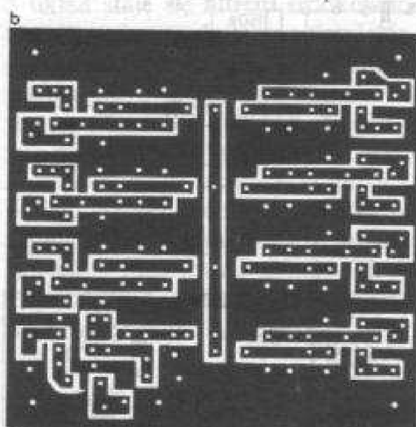
Rys. 1.74. Układ VFO

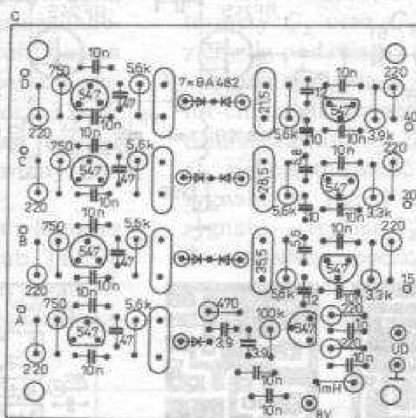
a) schemat, b) płytki drukowane, c) rozmieszczenie elementów na płytkach

oznaczony 9001,5 kHz powoduje przejście diody *D1* w stan przewodzenia, a diody *D2* w stan blokady i załączenie rezonatora *X1* (9001,5 kHz). Sterowanie tymi układami jest tak pomyślane, że na dwóch najniższych pasmach, tzn. 80 i 40 m, zapewniona jest dolna wstęga boczna (LSB), a na pozostałych — górna (DSB).

Na rysunku 1.74 przedstawiono układ VFO z RIT-em. Generator jest przestrajany w zakresie 5,0 ÷ 5,5 MHz i jest wykorzystywany bezpośrednio tylko do pracy w pasmie 80 m. Na pozostałych podzakresach jego częstotliwość jest mieszana z częstotliwością generatora kwarcowego i dopiero różnica tych dwóch częstotliwości jest podawana na mieszacz. Nietrudno więc zauważyć, że układ VFO ma największy wpływ na stabilność częstotliwości całego transceivera. W rozwiązaniu modelowym VFO pracuje w układzie Seylera na tranzystorze polowym BF245. Na takim samym tranzystorze zrealizowano wzmacniacz—separator. Między separatorem a wtórnikiem emiterowym (który znajduje się na wyjściu układu) jest włączony filtr pasmowy zestrojony na pasmo 5,0 ÷ 5,5 MHz, którego zadaniem jest filtracja częstotliwości. Przestrajanie obwodu rezonansowego odbywa się elektronicznie za pomocą trzech diod pojemnościowych typu BB121 za pośrednictwem potencjometru dziesięcioobrotowego *P*. Układ strojenia wyposażono dodatkowo w RIT umożliwiający odstrojenie całego transceivera (lub tylko stronę odbiorczą) o 2,5 kHz. Funkcję tę spełnia potencjometr liniowy 10 kΩ, którego wyprowadzenia skrajne podłączono do zacisków *TUNE* (kolektor-emiter tranzystora *T4*), suwak zaś do punktu *RIT*. Układ RIT-a jest załączany napięciem, które jest podawane na bazę tranzystora *T5* za pośrednictwem punktu *ON*. Przy sterowaniu napięciem 13,6 V — „O" i 0 V — „N" RIT pracuje tylko przy odbiorze (możliwa jest zmiana napięcia w gra-







Rys. 1.75. Generatory kwarcowe
a) schemat, b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów na płytce

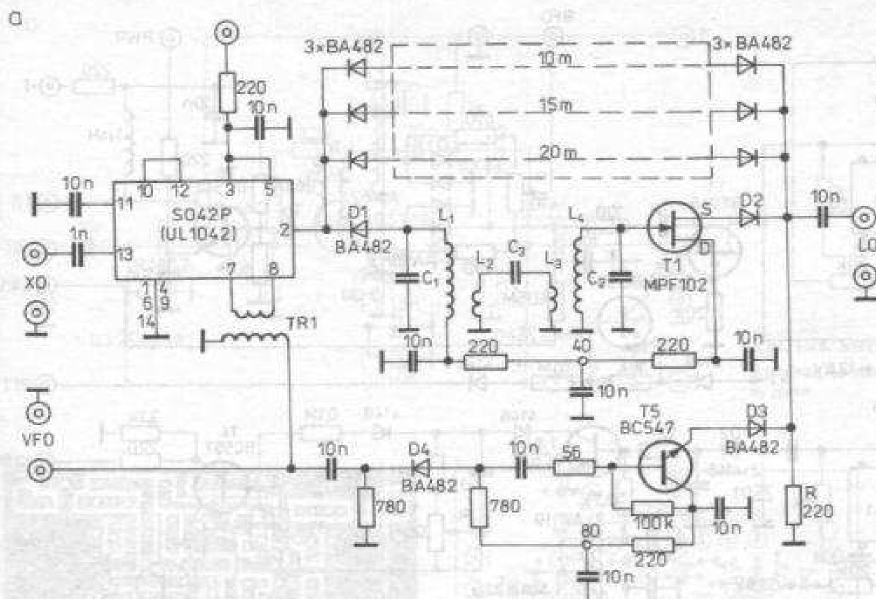
nicach 2,6 ÷ 5,2 V), przy nadawaniu zaś na punkcie RIT występuje napięcie równe połowie napięcia zasilania (4 V). Cały układ VFO zmontowano w oddzielnym zaekranowanym bloku, a układ RIT na małej płytce. Obydwa układy są zasilane ze scalonego stabilizatora 7808 dostarczającego napięcia 8 V.

Generator kwarcowy jest zbudowany z siedmiu oddzielnych generatorów sterowanych rezonatorami kwarcowymi — rys. 1.75. Wartości elementów *XRC* w zależności od pasma zestawiono w tablicy 1.14. Przełączanie częstotliwości odbywa się przez podanie napięcia zasilania na odpowiedni generator. Charakterystyczną cechą tego układu jest wspólny rezystor emiterowy (470 Ω), na którym zbierane jest napięcie wyjściowe i następnie podawane na wtórnik emiterowy.

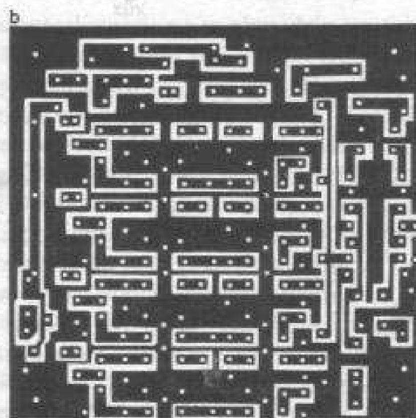
Tablica 1.14. Dane elementów *RC* generatorów kwarcowych

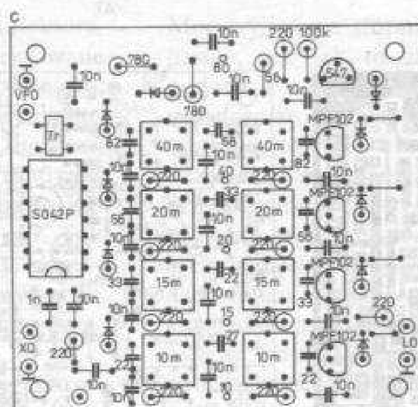
Pasmo [m]	*X* [MHz]	*R* [kΩ]	C_1 [pF]	C_2 [pF]	C_3 [pF]
40	21,5	3,9	10	—	120
20	28,5	3,3	10	—	68
15	32,5	3,3	12	—	56
10A	42,5	0,750	—	47	—
10B	43,0	0,750	—	47	—
10C	43,5	0,750	—	47	—
10D	44,0	0,750	—	47	—

Mieszacz generatora pracuje na układzie scalonym *US1* — SO42P (UL1042) — rys. 1.76. Na jedno z wejść (wyprowadzenia *13* i *11*) jest podawany sygnał z generatora kwarcowego (opisanego wyżej), a na drugie z wejść (wyprowadzenia *7* i *8*) za pośrednictwem transformatora *TR1* sygnał z generatora VFO (5,0 ÷ 5,5 MHz). Na wyjściu mieszacza zostaje wydzielona różnica tych dwóch częstotliwości za pomocą elektronicznie przełączanych dwuobwodowych filtrów pasmowych 40 m (16,0 ÷ 16,5 MHz), 20 m (23,0 ÷ 23,5 MHz), 15 m (30,0 ÷ 30,5 MHz) i 10 m (37,0 ÷ 39,0 MHz). W skład filtrów wchodzą obwody rezonansowe L_1C_1 oraz L_4C_2 sprzęgnięte uzwojeniami sprzęgającymi L_2 i L_3 (za pośrednictwem kondensatora C_3). Wartości tych elementów (tablica 1.15) zapewniają równomierny poziom sygnału wyjściowego w całym zakresie przestrajania. Każdy filtr pasmowy jest zakończony wtórnikiem źródłowym z tranzystorem *T1* (MPF102), którego zadaniem jest dopasowanie dużej impedancji obwodów rezonansowych L_4C_2 do małych impedancji następnych stopni. Obwody pasmowe są przełączane przez odpowiednio spolaryzowane diody, np. w pasmie 40 m przez spolaryzowane w kierunku przepustowym diody *D1* i *D2* (pozostałe w kierunku zaporowym). Przy pracy na



Rys. 1.76. Mieszacz premiksera
a) schemat, b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów na płytce



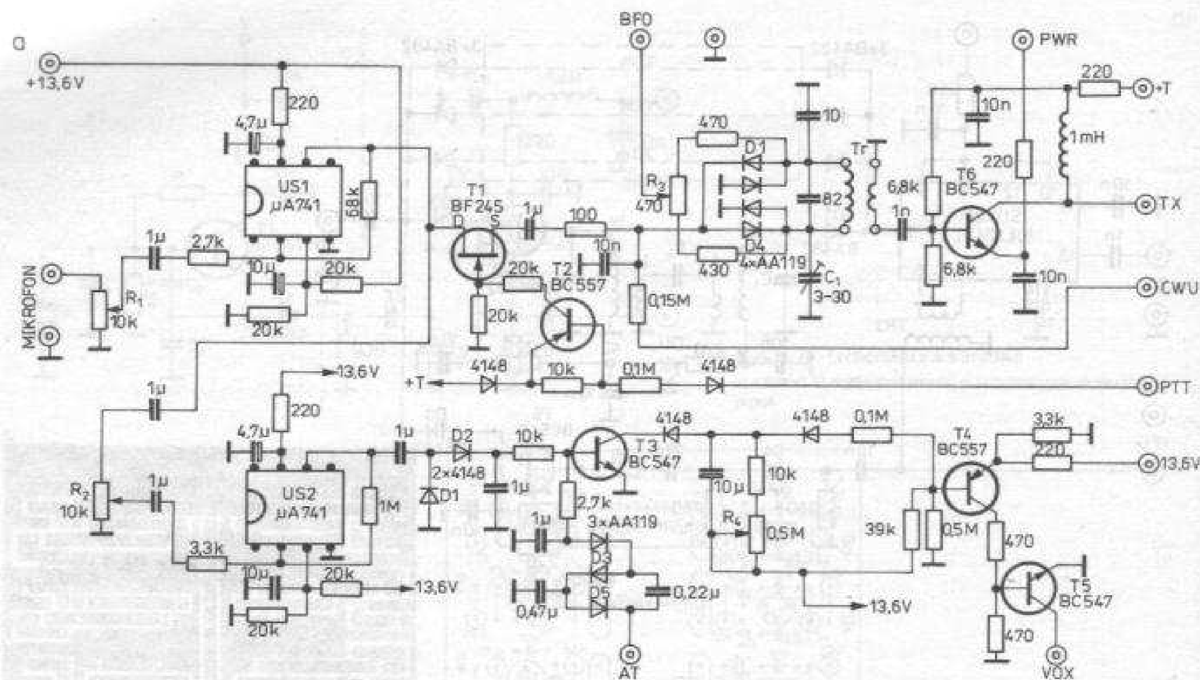


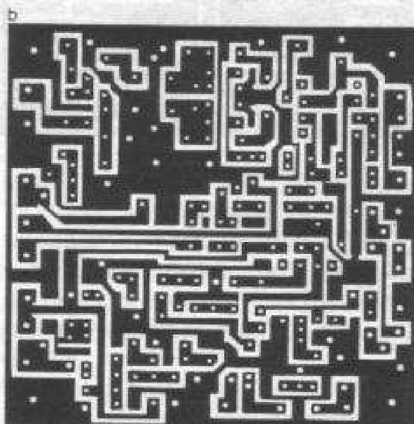
80 m zarówno mieszacz, jak i obwody pasmowe nie są wykorzystywane. Sygnał przez diody *D3* i *D4* za pośrednictwem wtórnika emiterowego zbudowanego na tranzystorze *T5* (BC547) jest podawany bezpośrednio z punktu *VFO* na wyjście układu (punkt *LO*). Warto zauważyć, że rezystor 220 Ω jest wspólnym obciążeniem wszystkich tranzystorów tego układu.

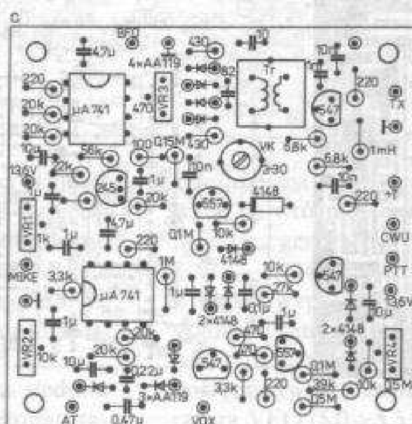
Tablica 1.15. Dane elementów *LC* premiksera

Pasmo [m]	Zakres częstotliwości [MHz]	$L_1 + L_4$ liczba zwojów	$L_1 + L_4$ średnica drutu [mm]	$L_2 + L_3$ liczba zwojów	$L_2 + L_3$ średnica drutu [mm]	$C_1 + C_2$ [pF]	C_3 [pF]
40	16,0 ÷ 16,5	12	0,2	2	0,1	82	68
20	23,0 ÷ 23,5	11	0,2	2	0,1	56	33
15	30,0 ÷ 30,5	10	0,2	2	0,1	33	22
10	37,0 ÷ 39,0	9	0,2	2	0,1	22	27

Układ formowania sygnału SSB wraz z VOX-em jest przedstawiony na rys. 1.77. Sygnał z mikrofonu poprzez potencjometr *R1* jest kierowany na wzmacniacz m.cz. z układem scalonym *US1* — μA741 (ULY7741). Pracuje on w klasycznym układzie wzmacniacza operacyjnego i daje wzmocnienie około 30 dB. Sygnał z wyjścia wzmacniacza jest podawany na układ VOX (za pomocą potencjometru R_2 służącego do regulacji progu zadziałania) oraz na tłumik elektroniczny sterowany z tranzystora *T2*. Zadaniem tranzystora *T1* (BF245) jest przepuszczenie sygnału m.cz. z wyjścia wzmacniacza operacyjnego z chwilą naciśnięcia przycisku przy nadawaniu SSB. Inaczej mówiąc, układ działa w ten sposób, że z chwilą zwarcia punktu *PTT* do masy tranzystor *T2* przechodzi w stan nasycenia i na bramce tranzystora *T1* zostaje wytworzone napięcie około 6 V, czyli takie samo, jak na jego drenie (wyjście układu *US1*). W efekcie kanał zostaje





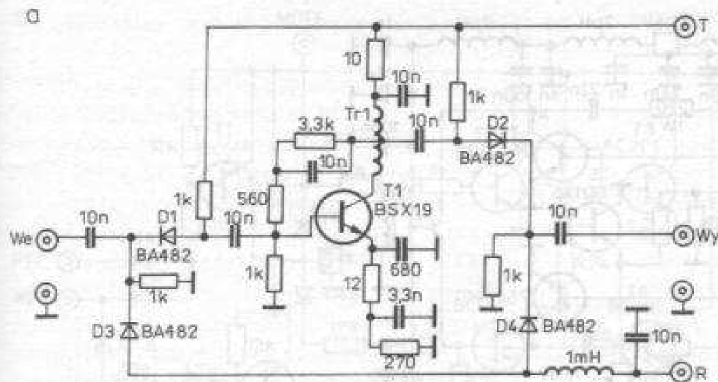


Rys. 1.77. Układ formowania sygnału SSB
a) schemat, b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów na płytce

odblokowany i sygnał przejdzie do modulatora z diodami *D1* ÷ *D4*. Na układ ten jest podawany również sygnał BFO o wartości około 300 mV. Równoważenie tego układu przeprowadzono potencjometrem *R3* oraz trymerem C_1. Przy dobranych diodach (najlepszy jest kwartet) i prawidłowo zrównoważonym układzie można uzyskać tłumienie fali nośnej powyżej 60 dB. Sygnał z dwoma wstęgami bocznymi i wytłumioną falą nośną jest wzmocniony we wzmacniaczu z tranzystorem *T5* (z możliwością regulacji wzmocnienia). Regulację wzmocnienia, a tym samym napięcia wyjściowego w granicach 0 ÷ 200 mV, przeprowadza się potencjometrem umieszczonym na płycie czołowej, włączonym w obwód *PWR*. Wzmocniony sygnał m.cz. z układu *US2* podlega wyprostowaniu w podwajaczu napięcia z diodami *D1* i *D2* i powoduje nasycenie tranzystora *T2*, a w konsekwencji załączenie tranzystorów *T4* i *T5*. Potencjometrem *R4* reguluje się stałą czasową VOX-a. Na punkt *AT* przychodzi sygnał z układu anti-trip, a po wyprostowaniu i powieleniu na diodach *D3*, *D4*, *D5* polaryzuje on bazę tranzystora *T3* ujemnym napięciem umożliwiając przejście tranzystora *T3* w stan nasycenia, a tym samym zadziałanie VOX-a (niemożliwe jest nadawanie poprzez VOX, jeżeli sygnał przychodzi z głośnika).

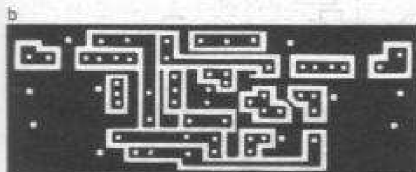
Rysunek 1.78 przedstawia szerokopasmowy przedwzmacniacz w.cz. Jego zadaniem jest wzmocnienie sygnału potrzebnego do wysterowania wzmacniacza mocy. Układ ten pracuje po filtrach pasmowych dając wzmocnienie około 22 dB w pasmie 3 ÷ 30 MHz. Wykonany jest on na tranzystorze *T1* (BSX19) pracującym w klasie A z kompensacją

a

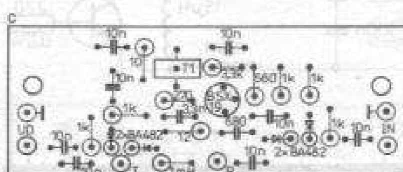


Rys. 1.78. Szerokopasmowy wzmacniacz w.cz.
a) schemat, b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów na płytce

b



c



częstotliwościową w obwodzie emitera i kolektora. Przy nadawaniu diody *D1* i *D2* są spolaryzowane przepustowo poprzez rezystory 1 kΩ zapewniając transmisję sygnału z punktu *UD* przez wzmacniacz na wyjście *IN*. Przy odbiorze powyższe diody są zablokowane, a w stanie przewodzenia są diody *D3* i *D4* zapewniając transmisję sygnału z punktu *WE* z pominięciem wzmacniacza do punktu *WY*. Tak więc układ tego przedwzmacniacza pracuje aktywnie tylko przy nadawaniu, mimo że włączony jest we wspólny tor nadawczo-odbiorczy. Tłumienie sygnału przy odbiorze wynosi około 1 dB.

Rysunek 1.79 przedstawia trzystopniowy wzmacniacz mocy nadajnika. Pierwszy stopień z tranzystorem *T1* (BSX19) pracuje w klasie A. Z połowy uzwojenia transformatora *TR1* sygnał jest podawany na następny stopień z tranzystorem *T2* (2N3866) pracujący w klasie AB. Z przeciwsobnych uzwojeń wtórnych transformatora *TR2* jest sterowany następny stopień zbudowany na tranzystorach *T3* i *T4* (2 × 2SC1307). Specjalny transformator *TR3* dopasowuje małą impedancję wyjściową stopnia przeciwsobnego do znormalizowanej impedancji 50 Ω. Tranzystory mocy pracują w klasie B z prądami spoczynkowymi po 20 mA. Punkt pracy stopnia ustala spadek napięcia na złączu emiter-baza tranzystora *T5* wykorzystywanego jako dioda. Celowo wybrano tu tranzystor BD136 ze względu na odpowiednią moc oraz możliwość bezpośredniego przykręcenia go do masy. Tranzystor ten jest zasilany poprzez tranzystor *T6* załączający polaryzację bez wszystkich tranzystorów wzmacniacza. Podczas odbioru na kolektorach tych tranzystorów znajduje się napięcie zasilania, jednak układ znajduje się w głębokiej klasie C i nie pobiera prądu.

Moc wyjściowa stopnia nie jest stała i zależy od pasma, tak jak to zaznaczono w parametrach podanych na wstępie opisu. Sposób wykonania transformatorów wraz z danymi uzwojeń zawiera tablica 1.16.

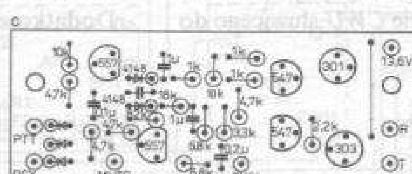
Przełącznik elektroniczny nadawanie—odbiór jest przedstawiony na rys. 1.80. Układ składa się z dwóch tranzystorów wykonawczych załączających napięcie (*T3* podczas odbioru, *T6* podczas nadawania). W stanie spoczynkowym tranzystor *T3* jest nasycony i zasila obwody odbiorcze transceivera. Po naciśnięciu przycisku przy mikrofonie podczas pracy SSB (punkt *PTT* zwarty do masy)

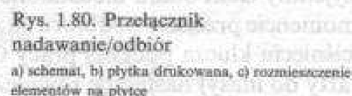
Tablica 1.16. Sposób wykonania transformatorów w.cz.

Oznaczenie	Rdzeń	Uzwojenie pierwotne		Uzwojenie wtórne		Sposób nawinięcia
		liczba zwojów	średnica drutu [mm]	liczba zwojów	średnica drutu [mm]	
TR I	FT-37 AMIDON	2 × 10	0,3	—	—	Bifilarnie
TR II	FX-2249 MULLARD (11 × 11 × 5 mm)	9	0,3	2 × 1	0,6	Wtórne bifilarnie
TR III	FB-77 AMIDON (10 × 10 × 5 mm) 4 sztuki	2 × 0,5	rurka miedziana o średnicy 5 mm i długości 24 mm, 2 sztuki	2	0,6	Na rurki nałożono po 2 rdzenie i zmontowano jak na rys. 1.79c

Rys. 1.79. Wzmacniacz mocy w.cz.

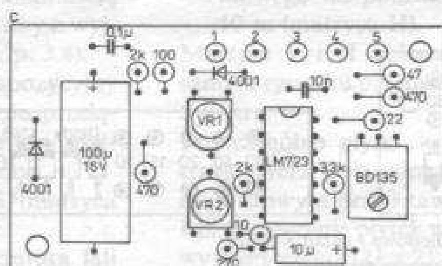
a) schemat, b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów na płytce





Rys. 1.80. Przełącznik nadawanie/odbiór

a) schemat, b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów na płytce

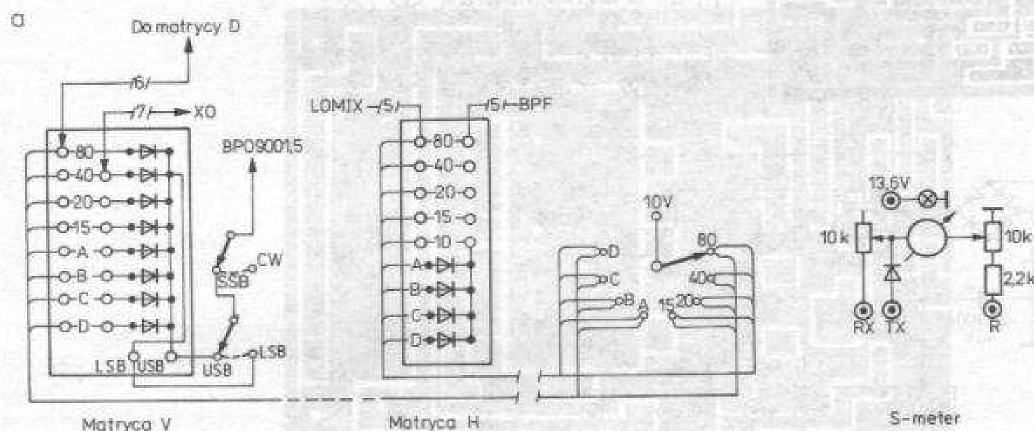


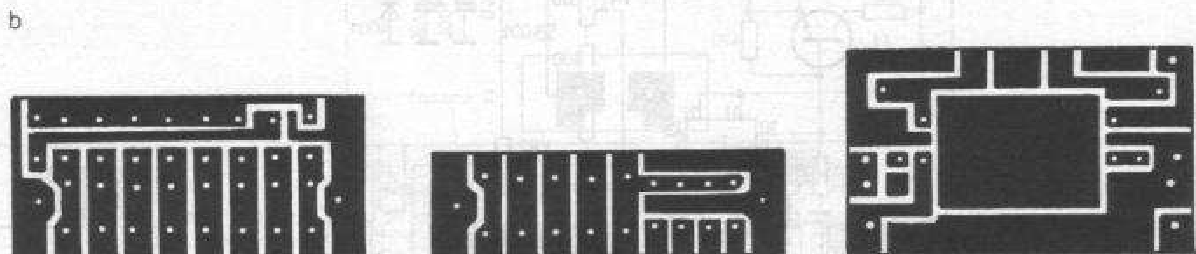
Rys. 1.81. Zasilacz sieciowy

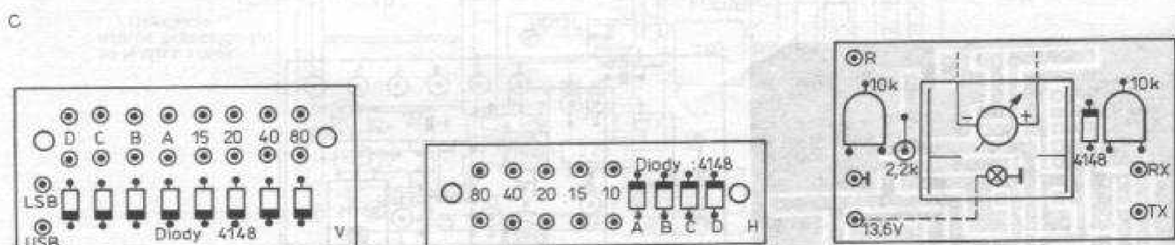
a) schemat, b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów na płytce

następuje nasycenie tranzystorów *T1*, *T2*, *T5* i *T6* oraz zablokowanie *T3*, czyli w konsekwencji wyłączenie odbiornika, a załączenie nadajnika. Na wyjściu *T* oraz *MUTE* pojawia się napięcie zbliżone do pełnego napięcia zasilania (13,6 V). Punkt *MUTE* służy do polaryzacji tranzystora blokującego tor m.cz. przed potencjometrem siły głosu. Rozdzielenie tych dwóch napięć zasilających nadajnik wynika z konieczności zablokowania sygnału m.cz. podawanego na wzmacniacz m.cz. i głośnik przed załączeniem nadajnika. Różnica tych czasów wynosi około 5 ms. Wyeliminowano w ten sposób nieprzyjemny efekt stanu nieustalonego (wzbudzenie) w momencie przejścia z odbioru na nadawanie. Przy naciśnięciu klucza podczas pracy CW (punkt *KEY* zwarty do masy) następuje również przejście transceivera z odbioru na nadawanie oraz pojawienie się napięcia zasilającego w punkcie *CWU* służącego do rozrównoważenia modulatora oraz załączenia generatora podsłuchu.

Cały transceiver jest zasilany napięciem stabilizowanym 13,6 V z zasilacza sieciowego przedstawionego na rys. 1.81. Charakteryzuje się on maksymalnym obciążeniem prądowym 6 A przy napięciu tętnień nie przekraczającym 1 mV. Zastosowano tu typowy układ z wykorzystaniem stabilizatora scalonego LM723 (ULY7723) oraz tranzystorów BD135, które sterują dwa tranzystory mocy typu 2N3055. Diody prostownicze oraz tranzystory mocy są przykręcone do aluminiowych radiatorów i przymocowane na tylnej ściance transceivera. Można zastosować w układzie transformator typu TS100 po przewinięciu uzwojenia wtórnego. Zasilacz w rozwiązaniu modelowym był umieszczony razem z głośnikiem w obudowie o wymiarach 11,5 × 7,8 × 21 cm. Dodatkowy zasilacz napięć 8 V (7808) i 10 V

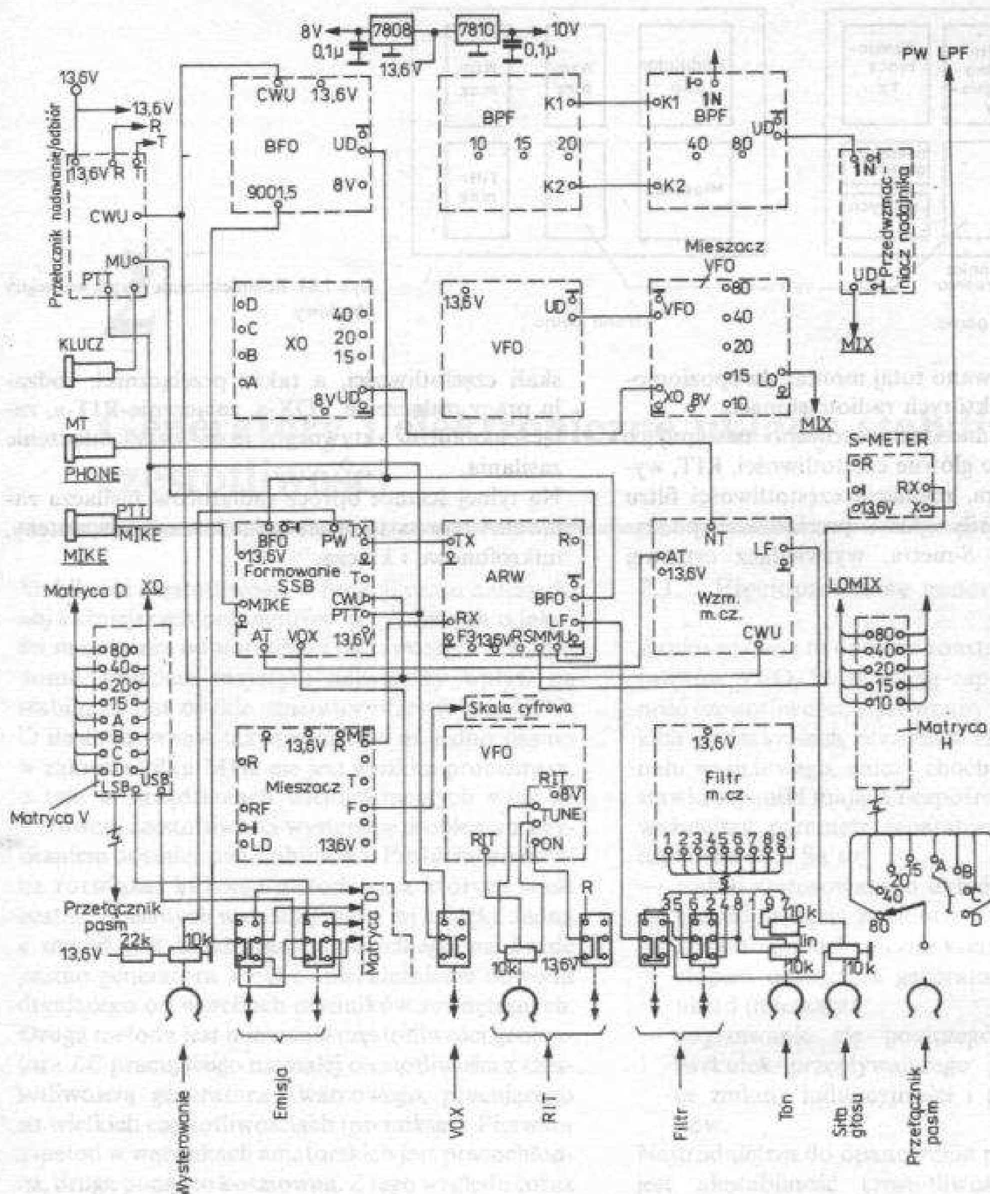






Rys. 1.82. Dodatkowe matryce diodowe i układ *S*-metra

a) schematy, b) płytki drukowane, c) rozmieszczenie elementów



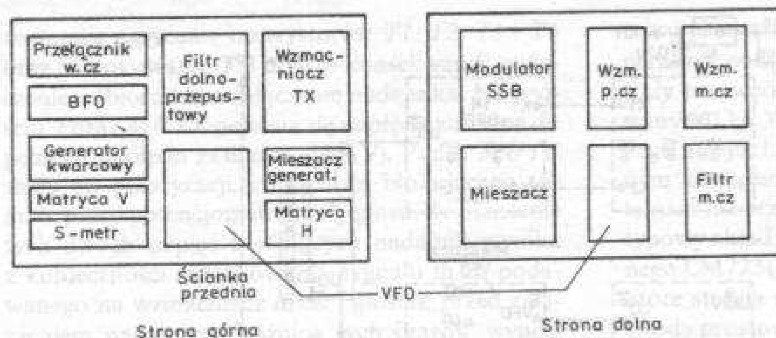
Rys. 1.83. Schemat połączeń między płytkami transceivera

(7810) umieszczono na tylnej ściance transceivera. Transceiver ma skalę cyfrową zrealizowaną w oparciu o specjalistyczny układ scalony 7217 umożliwiający odczyt częstotliwości z dokładnością do 10 Hz. Sygnał pomiarowy jest pobierany z wyjścia VFO (dokładny opis znajduje się w p. 3.4). Przełączenie zakresów zapewnia ośmiopozycyjny przełącznik obrotowy, który bezpośrednio przełącza filtry dolnoprzepustowe oraz steruje trzy matryce diodowe zapewniające właściwą pracę:

— układu pomiarowego częstotliwości (matryca D) — rys. 1.83,
— przełączników elektronicznych generatora fali nośnej (BFO) oraz odpowiednich filtrów pasmowych (matryca V),
— generatorów kwarcowych, a także filtru pasmowego na podzakresach A, B, C, D pasma 10 m (matryca H).

Matryce V i H pokazano na rys. 1.82. Na tym samym rysunku przedstawiono sposób podłączenia *S*-metra.

Poszczególne płytki wchodzące w skład bloków transceivera połączone są zgodnie ze schematem montażowym przedstawionym na rysunku 1.83. Rozmieszczenie płytek wewnątrz metalowej obudowy transceivera (21 × 21 × 7,8 cm) przedstawiono na



Rys. 1.84. Rozmieszczenie płytek wewnątrz obudowy

rys. 1.84. Zastosowano tutaj montaż dwupoziomowy, tak jak w niektórych radiotelefonach.

Na przedniej ściance zamontowano następujące pokrętła: strojenie główne częstotliwości, RIT, wysterowanie drivera, regulacja częstotliwości filtru m.cz., regulacja siły głosu, przełączanie podzakresów, miernik *S*-metra, wyświetlacz cyfrowej skali częstotliwości, a także przełączniki: rodzaju pracy, załączenie VOX-a, załączenie RIT-a, załączenie filtru aktywnego m.cz. oraz załączenie zasilania.

Na tylnej ściance oprócz radiatorów zasilacza zamontowano następujące gniazda: zasilania, anteny, mikrofonowe i klucza.

2

Generatory i elektroniczne układy stabilizacji częstotliwości

Stabilność częstotliwości w funkcji czasu należy do najważniejszych parametrów decydujących o jakości urządzenia odbiorczego i nadawczego. Jak wiadomo, układem mającym największy wpływ na stabilność jest zwykle generator przestrajany VFO. O ile zbudowanie takiego układu na jedno pasmo w zakresie kilku MHz nie jest wielkim problemem, o tyle w urządzeniach wielopasmowych wraz ze wzrostem częstotliwości występują problemy z uzyskaniem dostatecznej stabilności. Problem ten można rozwiązać kilkoma metodami, z których wiele zostało opisanych w dalszej części tej książki. Jedną z metod jest zbudowanie oddzielnego na każde pasmo generatora VFO i uniezależnienie obwodu drgającego od wszelkich czynników zewnętrznych. Drugą metodą jest mieszanie częstotliwości generatora *LC* pracującego na małej częstotliwości z częstotliwością generatora kwarcowego, pracującego na wielkich częstotliwościach (premikser). Pierwsza z metod w warunkach amatorskich jest pracochłonna, druga ponadto kosztowna. Z tego względu coraz powszechniej stosuje się elektroniczne syntezery częstotliwości. Są to układy o pojedynczej lub kilku pętlach sprzężenia zwrotnego, które poprzez odpowiedni układ regulujący stabilizują częstotliwość generatora *LC*. Wykorzystują one impulsy częstotliwości wzorcowej, które są porównywane z impulsami pochodzącymi z generatora stabilizowanego. Sygnał błędu poprzez odpowiedni filtr steruje diodę pojemnościową dołączoną do obwodu *LC* generatora. Jak wynika z tego ogólnikowego wyjaśnienia, stabilność częstotliwości zależy od stabilności sygnałów wzorcowych, które są dostarczane z układów kwarcowych. Opisane w następnych rozdziałach układy stabilizacji częstotliwości FLL, DAFC, PLL są powszechnie stosowane w urządzeniach fabrycznych, gdzie do ich budowy są wykorzystywane wysoce specjalistyczne układy scalone.

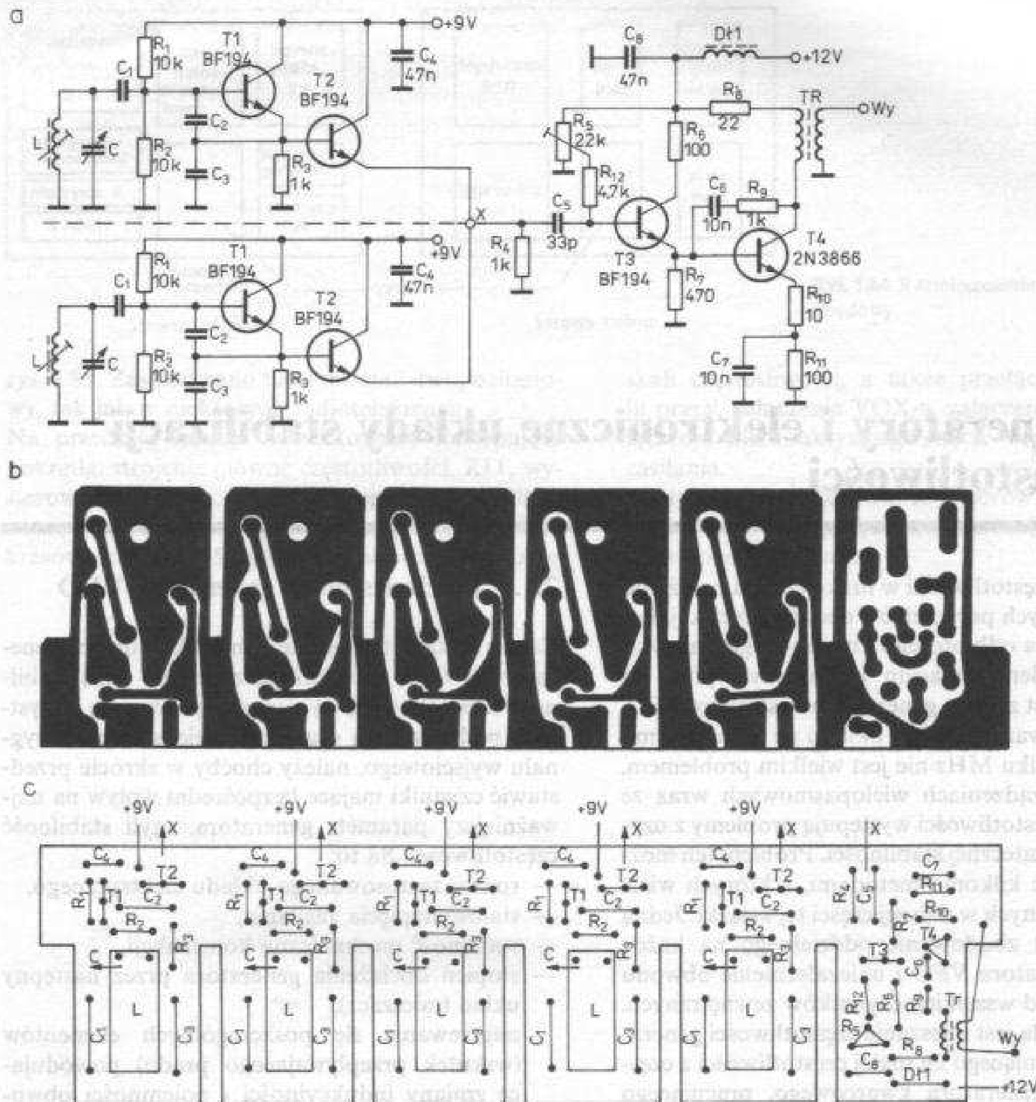
2.1. Pięciopasmowe generatory VFO

Zanim zostaną tu opisane konstrukcje dwóch generatorów VFO, które mogą zapewnić dużą stabilność częstotliwości, wyrównany poziom na wszystkich podzakresach oraz małe zniekształcenia sygnału wyjściowego, należy choćby w skrócie przedstawić czynniki mające bezpośredni wpływ na najważniejszy parametr generatora, czyli stabilność częstotliwości. Są to:

— rodzaj zastosowanego układu elektrycznego,
— stałość napięcia zasilania,
— stabilność mechaniczna konstrukcji,
— stopień obciążenia generatora przez następny układ (mieszacz),
— nagrzewanie się poszczególnych elementów (wskutek przepływającego prądu) powodujące zmiany indukcyjności i pojemności obwodów.

Najtrudniejsza do opanowania przez konstruktora jest niestabilność częstotliwości spowodowana zmianami parametrów poszczególnych elementów pod wpływem nagrzewania się. Dlatego w obwodach generatora często stosuje się kondensatory o różnych współczynnikach temperaturowych celem skompensowania tych zmian. Jest to jednak operacja trudna i czasochłonna, ale możliwa do wykonania w warunkach amatorskich. Jak wiadomo, stałość napięcia zasilania można zapewnić w prosty sposób przez zastosowanie diody Zenera lub scalonego zasilacza stabilizowanego. Wpływ obciążenia można wyeliminować stosując separator, np. kilkustopniowy układ wtórników emiterowych. Stabilność mechaniczną konstrukcji można osiągnąć między innymi przez przełączanie napięciowe układu (każdy generator na oddzielne pasmo).

Pierwszy z przedstawionych układów (rys. 2.1a)



Rys. 2.1. Pięciopasmowy generator VFO

a) schemat ideowy, b) płytka drukowana generatora, c) rozmieszczenie elementów na płytce

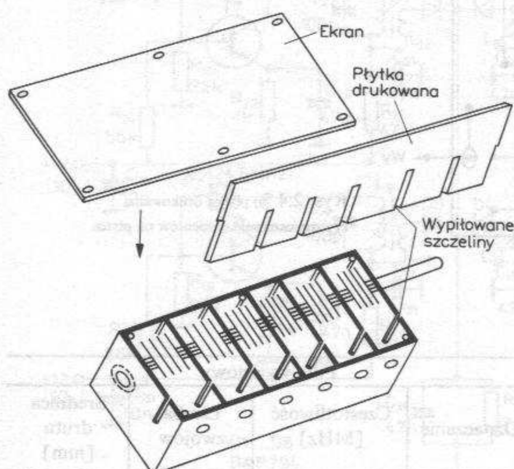
może spełnić większość stawianych wymagań. Generator składa się z pięciu identycznych generatorów pracujących w stabilnych układach Seylera. Po każdym generatorze następuje separator w postaci wtórnika emiterowego ze wspólnym rezystorem wyjściowym R_4. Przełączanie generatorów następuje przez podanie napięcia stabilizowanego +9 V na poszczególne układy. Sygnały wyjściowe są podawane na wspólny wzmacniacz—separator składający się z wtórnika emiterowego oraz wzmacniacza OE z ujemnym sprzężeniem zwrotnym. Taki układ pracy tranzystora wyjściowego zapewnia małe zniekształcenia sygnału wyjściowego i umożliwia dopasowanie wyjścia generatora w zasadzie do każdego mieszacza.

Płytkę drukowaną przedstawioną na rys. 2.1b wmontowano w konstrukcję pięciosekcyjnego kondensatora od radiostacji demobilowej R-113. Rozmieszczenie poszczególnych elementów na płytce przedstawiono na rysunku 2.1c. Cewki nawinięto na korpusy o średnicy 7 mm, pochodzące z OTV „Libra". Dane wszystkich obwodów *LC* zamieszczono w tablicy 2.1. Z konstrukcji kondensatora usunięto istniejące tam trymery i wmontowano w ich miejsce płytkę drukowaną, po uprzednim wypiłowaniu przegród ekranujących według rysunku 2.2. Przy strojeniu generatora zaszła konieczność rozginania i doginania płytek kondensatora w celu uzyskania pełnego pokrycia częstotliwości w całym zakresie obrotu rotora. W końcowej fazie montażu płytkę oraz uzwojenia cewek pokryto wodoodpornym klejem. Górną i dolną część konstrukcji zamknięto płytkami z blachy aluminiowej z nawierconymi otworami umożliwiającymi korekcję usta-

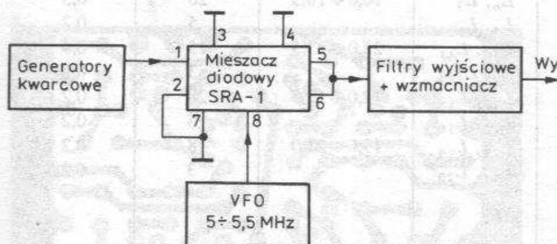
wienia rdzeni w cewkach. Na osi kondensatora zmiennego zamontowano przekładnię planetarną pochodzącą z demobilowego odbiornika R-311. Przekładnia taka umożliwia precyzyjne ustawienie

Tablica 2.1. Dane obwodów *LC* generatora

Pasmo [m]	VFO [MHz]	L_1 [μH]	C_1 [pF]	C_2 [pF]	C_3 [pF]	*N* [l. zw.]
80	12,5÷12,8	1,3	120	330	330	15
40	16,0÷16,1	0,7	150	330	330	10
20	5,0÷5,35	15	330	560	560	70
15	12,0÷12,45	1,3	100	330	330	15
10	19,0÷20,7	0,3	22	220	220	8



Rys. 2.2. Szkic montażowy generatora



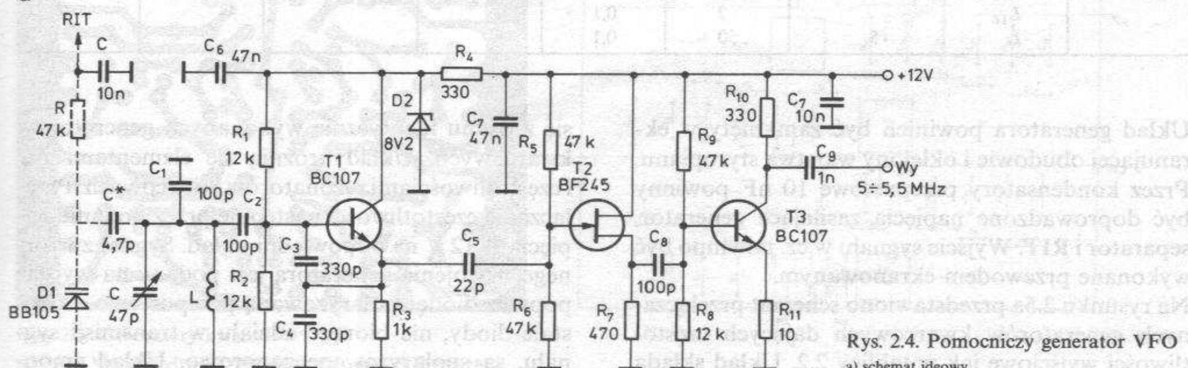
Rys. 2.3. Schemat blokowy generatora—premiksera

częstotliwości, ma bowiem przełożenie obrotów 80 : 1. Opisany blok generatora może być zamknięty łącznie z zasilaczem stabilizowanym 12 V i 9 V oraz przełącznikiem zakresów w oddzielną obudowę i stanowić oddzielne VFO dla transceivera z pośrednią częstotliwością 9 MHz.

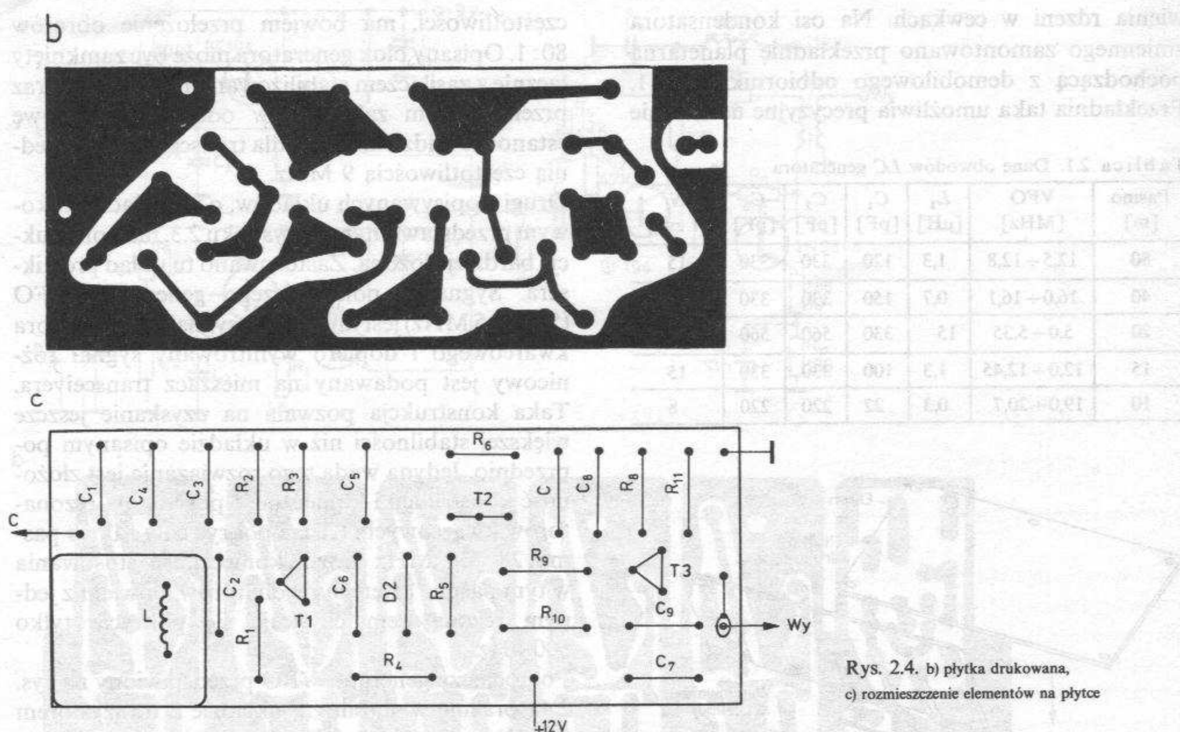
Drugi z opisywanych układów, o schemacie blokowym przedstawionym na rysunku 2.3, ma konstrukcję bardziej złożoną. Zastosowano tu układ premiksera. Sygnał z pomocniczego generatora VFO (5,0 ÷ 5,5 MHz) jest mieszany z sygnałem generatora kwarcowego i dopiero wyfiltrowany sygnał różnicowy jest podawany na mieszacz transceivera. Taka konstrukcja pozwala na uzyskanie jeszcze większej stabilności niż w układzie opisanym poprzednio. Jedyną wadą tego rozwiązania jest złożoność konstrukcji i konieczność posiadania rezonatorów kwarcowych. Chcąc pokryć cały zakres pasma 28 ÷ 30 MHz zaszła konieczność stosowania w tym pasmie czterech rezonatorów, bowiem z jednym rezonatorem uzyskuje się pokrycie tylko 500 kHz.

Pomocniczy generator VFO przedstawiony na rys. 2.4a pracuje w stabilnym układzie z tranzystorem *T1*. Wartości elementów *LC* są tak dobrane, że w dwóch skrajnych położeniach kondensatora *C* (3 × 14 pF) uzyskuje się pasmo 4990 ÷ 5510 kHz. Dioda pojemnościowa *D1* sterowana z potencjometru RIT umożliwia odstrojenie częstotliwości o ±2 KHz. Sygnał poprzez separator w układzie wtórnika źródłowego z tranzystorem *T2* jest podany na wzmacniacz z tranzystorem *T3* i dalej na mieszacz diodowy.

Układ zmontowano na płytce drukowanej przedstawionej na rysunku 2.4b. Rozmieszczenie elementów pokazano na rysunku 2.4c. Sposób wykonania cewki zamieszczono w tablicy 2.2. Uruchomienie układu ogranicza się do skontrolowania i ewentualnie skorygowania częstotliwości wyjściowej. W przypadku niestabilności częstotliwości większej niż 100 Hz/1 h należy zaobserwować kierunek zmian częstotliwości i skompensować zmiany przez dobranie dodatkowych kondensatorów dołączonych równolegle do kondensatora zmiennego.



Rys. 2.4. Pomocniczy generator VFO
a) schemat ideowy

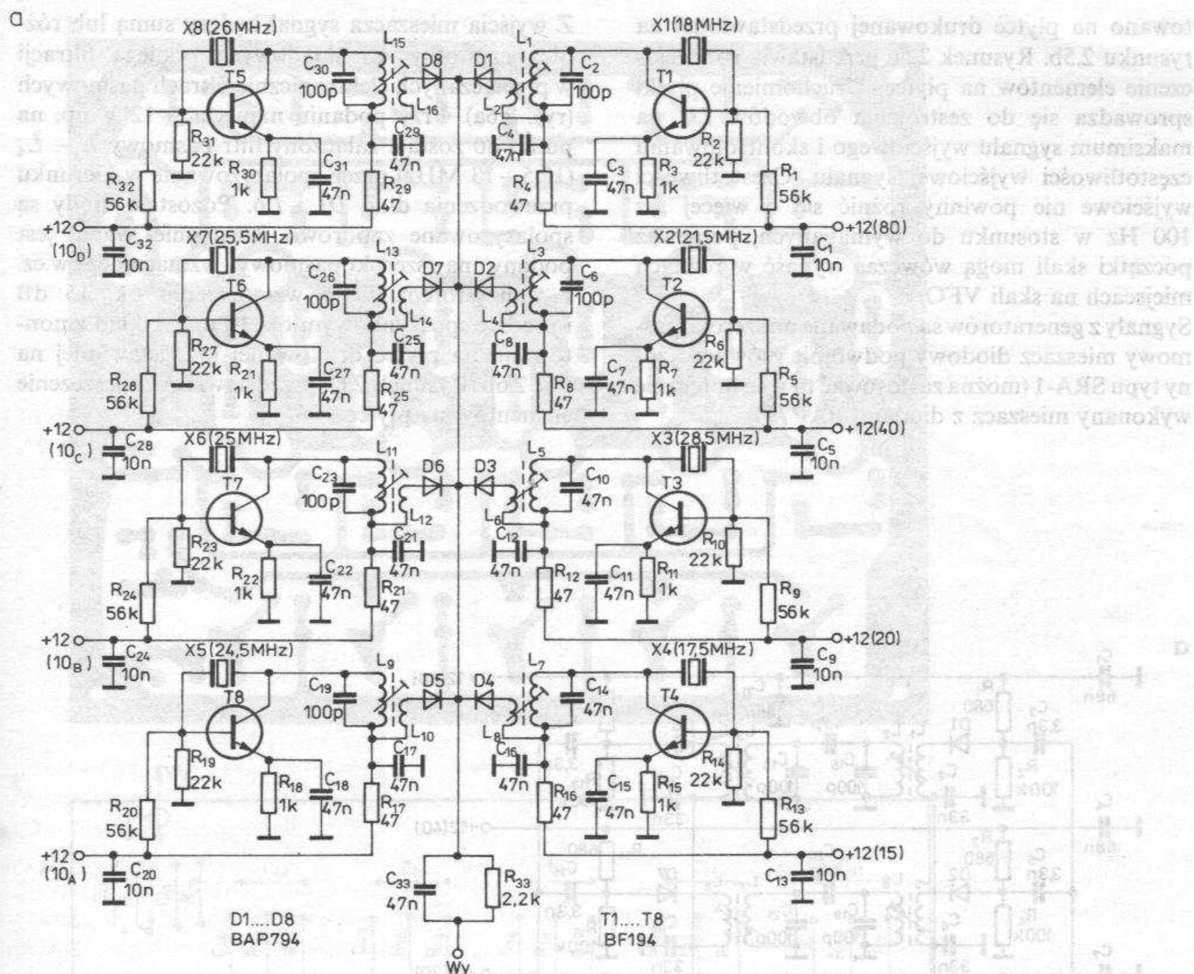


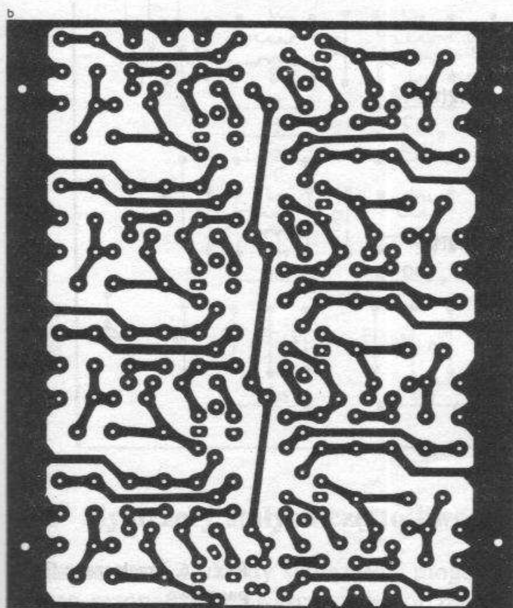
Rys. 2.4. b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów na płytce

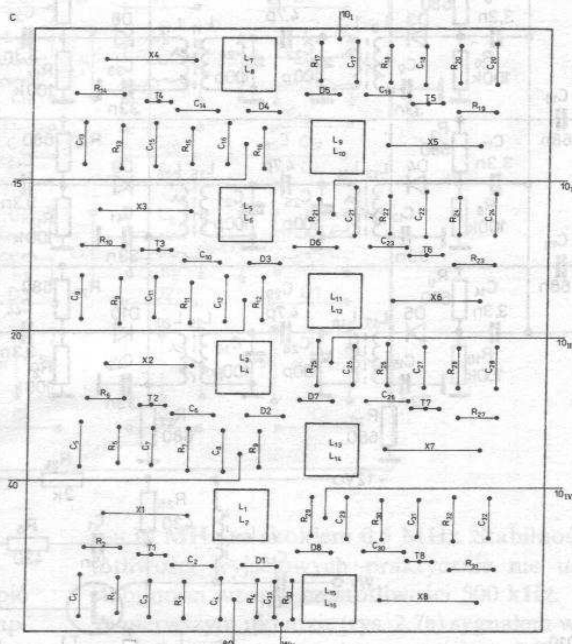
T a b l i c a 2.2. Dane obwodów *LC* generatora-premiksera

Pasmo [m]	Generator kwarcowy				Filtr wyjściowy			
	Oznaczenie	Częstotliwość [MHz]	Liczba zwojów	Średnica drutu [mm]	Oznaczenie	Częstotliwość [MHz]	Liczba zwojów	Średnica drutu [mm]
80	L_1	18	20	0,2	L_2, L_3	12,5÷13,0	28	0,2
	L_2		4	0,1	L_1, L_4		5	0,2
40	L_3	21,5	15	0,3	L_6, L_7	16,0÷16,5	20	0,3
	L_4		3	0,1	L_5, L_8		5	0,2
20	L_5	28,5	10	0,4	L_{10}, L_{11}	23,0÷23,5	15	0,4
	L_6		2	0,1	L_9, L_{12}		3	0,2
15	L_7	17,5	20	0,2	L_{14}, L_{15}	12,0÷12,5	28	0,2
	L_8		4	0,1	L_{13}, L_{16}		5	0,2
10	L_9	24,5	12	0,3	L_{18}, L_{19}	19,0÷21,0	18	0,2
	L_{10}		2	0,1	L_{17}, L_{20}		3	0,2
	L_{11}	25	12	0,3				
	L_{12}		2	0,1				
	L_{13}	25,5	12	0,3				
	L_{14}		2	0,1				
	L_{15}	26	12	0,3				
	L_{16}		2	0,1				
	L	5	50	0,1				

Układ generatora powinien być zamknięty w ekranującej obudowie i oklejony warstwą styropianu. Przez kondensatory przepustowe 10 nF powinny być doprowadzone napięcia zasilające generator, separator i RIT. Wyjście sygnału w.cz. powinno być wykonane przewodem ekranowanym.
Na rysunku 2.5a przedstawiono schemat przełączanych generatorów kwarcowych dających częstotliwości wyjściowe jak w tablicy 2.2. Układ składa się z ośmiu identycznie wykonanych generatorów kwarcowych. Układy różnią się elementami *LC* i częstotliwościami rezonatorów kwarcowych. Przełączanie częstotliwości następuje przez podanie napięcia +12 V na odpowiedni układ. Sygnał z wtórnego uzwojenia generatora jest podany na wyjście poprzez diodę spolaryzowaną przepustowo. Pozostałe diody, nie biorące udziału w transmisji sygnału, są spolaryzowane zaporowo. Układ zmon-







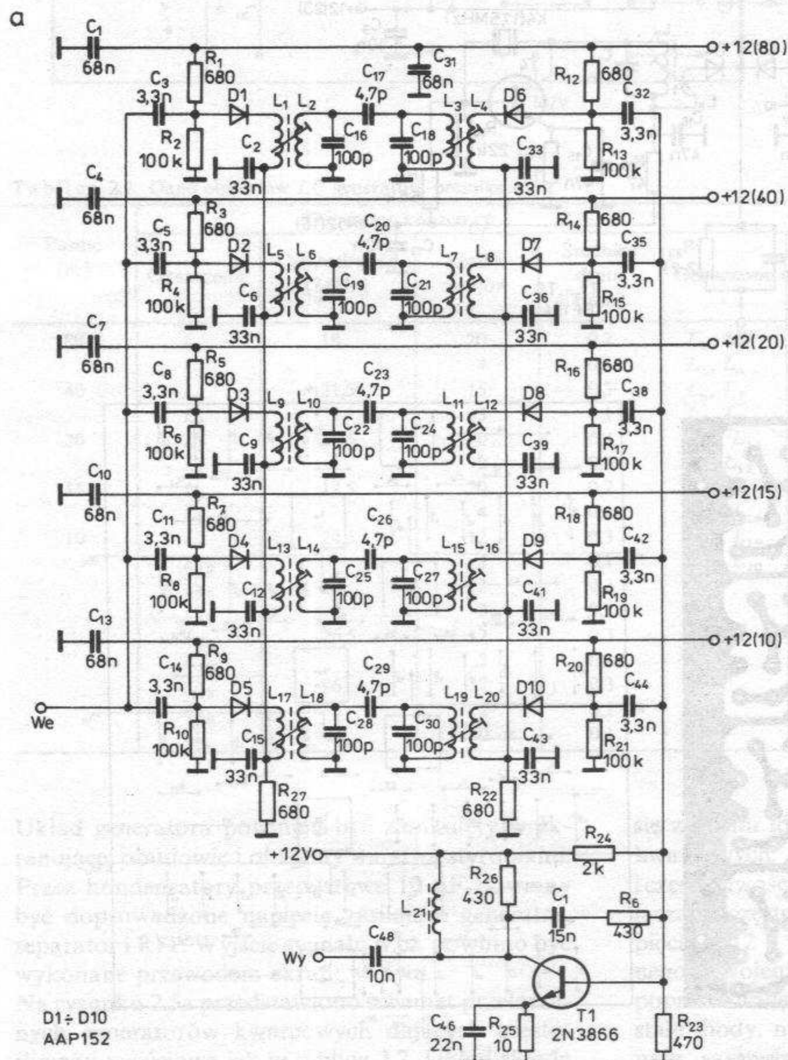
Rys. 2.5. Generatory kwarcowe

a) schemat ideowy, b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów

towano na płytce drukowanej przedstawionej na rysunku 2.5b. Rysunek 2.5c przedstawia rozmieszczenie elementów na płytce. Uruchomienie płytki sprowadza się do zestrojenia obwodów *LC* na maksimum sygnału wyjściowego i skontrolowaniu częstotliwości wyjściowej sygnału. Częstotliwości wyjściowe nie powinny różnić się o więcej niż 100 Hz w stosunku do wymaganych, ponieważ początki skali mogą wówczas wypaść w różnych miejscach na skali VFO.

Sygnały z generatorów są podawane na szerokopasmowy mieszacz diodowy podwójnie zrównoważony typu SRA-1 (można zastosować tu własnoręcznie wykonany mieszacz z diodami BAP794).

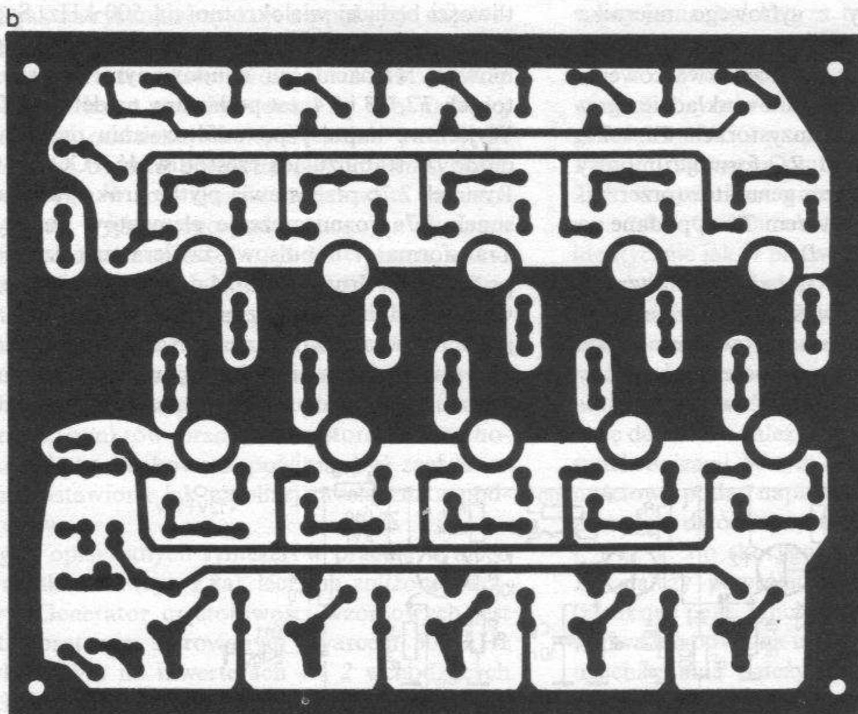
Z wyjścia mieszacza sygnał będący sumą lub różnicą częstotliwości składowych podlega filtracji w przełączanych elektronicznie filtrach pasmowych (rys. 2.6a). Przy podaniu napięcia +12 V np. na punkt *80* zostaje załączony filtr pasmowy $L_1 \div L_4$ (12,5 ÷ 13 MHz) przez spolaryzowanie w kierunku przewodzenia diod *D1* i *D6*. Pozostałe diody są spolaryzowane zaporowo. Następnie sygnał jest podany na szerokopasmowy wzmacniacz w.cz. z tranzystorem *T1* o wzmocnieniu ok. 15 dB i prądzie spoczynkowym ok. 10 mA. Układ zmontowano na płytce drukowanej przedstawionej na rys. 2.6b. Rysunek 2.6c przedstawia rozmieszczenie elementów na płytce.



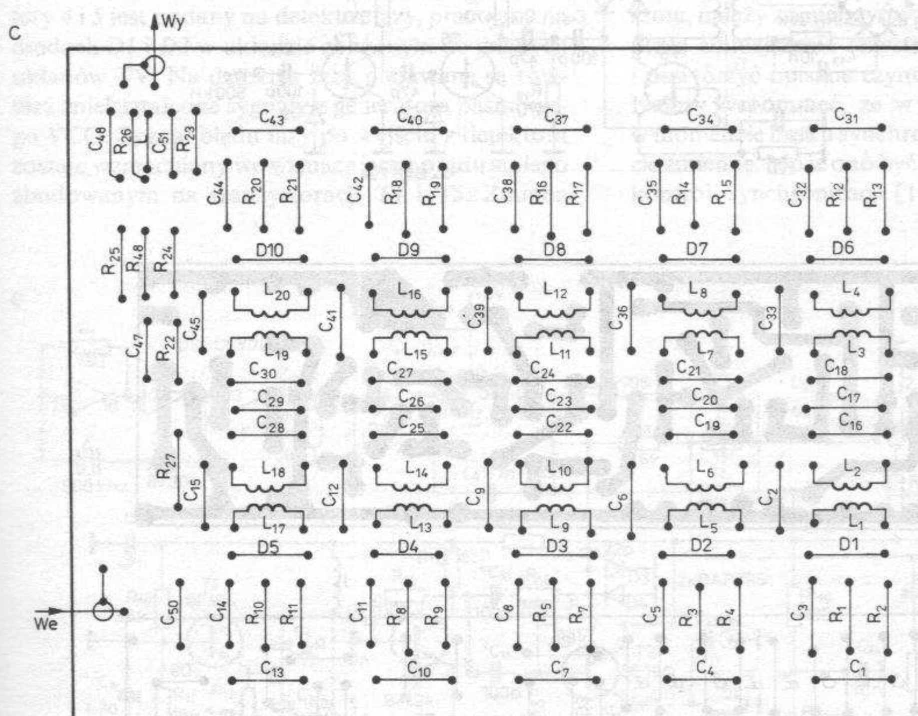
Rys. 2.6. Przełączane filtry pasmowe

a) schemat ideowy, b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów na płytce

b



c

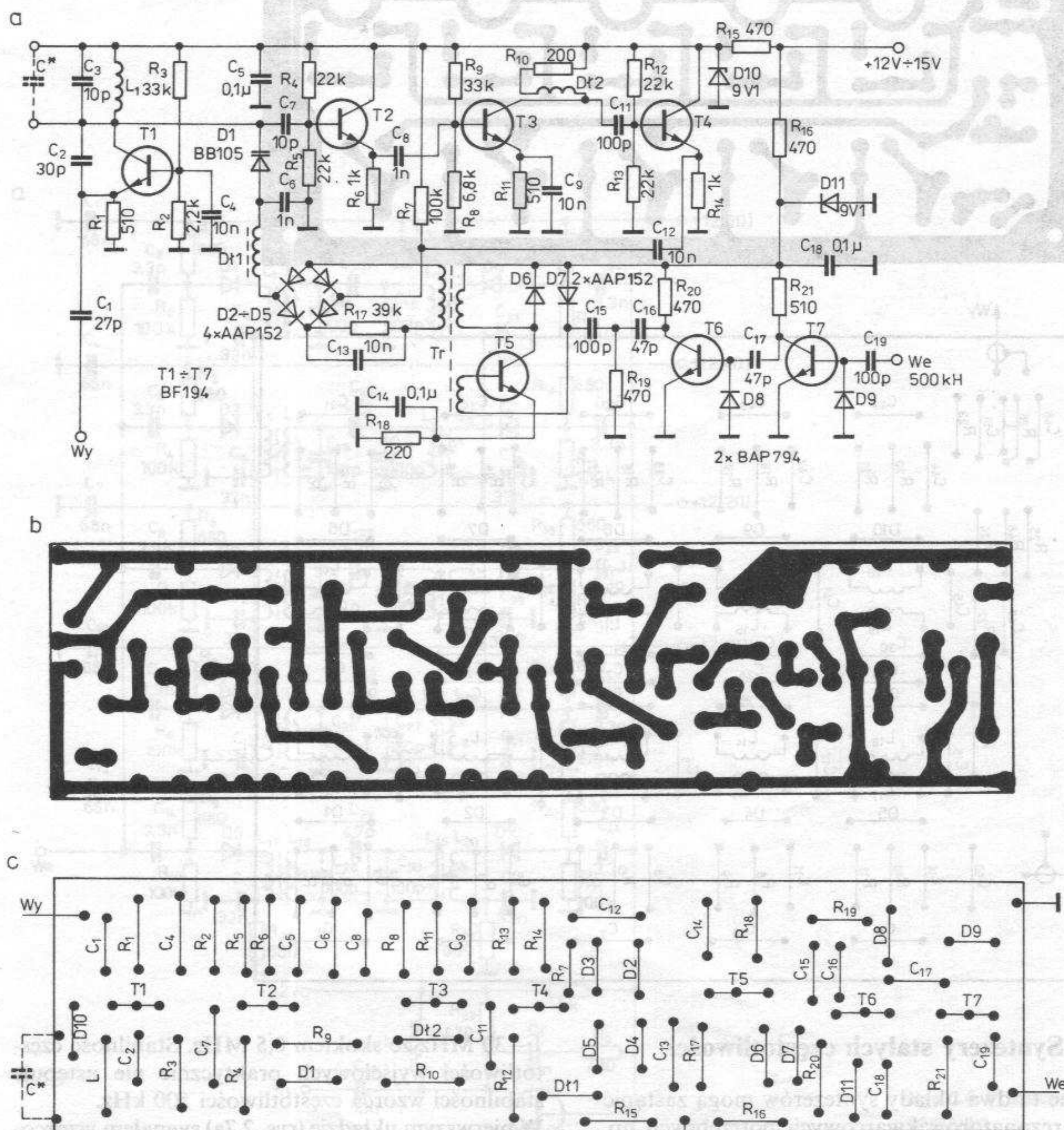


2.2. Syntezery stałych częstotliwości

Opisane tu dwa układy syntezerów mogą zastąpić szereg rezonatorów kwarcowych potrzebnych np. do transceivera z podwójną przemianą częstotliwości. Wytwarzają one siatkę stabilnych częstotliwości 1 ÷ 30 MHz ze skokiem 0,5 MHz. Stabilność częstotliwości wyjściowych praktycznie nie ustępuje stabilności wzorca częstotliwości 500 kHz.

W pierwszym układzie (rys. 2.7a) sygnałem wzorcowym może być sygnał z generatora BFO transceivera z filtrem elektromechanicznym 500 kHz,

sygnał TTL pochodzący z cyfrowego miernika częstotliwości lub ze specjalnie w tym celu wykonanego i zaekranowanego generatora kwarcowego. Sygnał ten podlega kształtowaniu w układzie ogranicznika wykonanego na tranzystorach *T6* i *T7*. Włączony na wyjściu układ *RC* formuje impulsy szpilkowe. Impulsy te poprzez generator (przerzutnik) monostabilny z tranzystorem *T5* są podane na diodowy detektor fazy *D2* ÷ *D5*.
Generator VCO pracuje w układzie Colpitza na tranzystorze *T1*. Częstotliwość drgań zależy od wartości pojemności kondensatorów pasmowych dołączanych do cewki L_1 oraz od pojemności diody pojemnościowej, która stabilizuje wartość częstotliwości będącej wielokrotnością 500 kHz. Sygnał z generatora VCO po wzmocnieniu w szerokopasmowym wzmacniaczu zbudowanym na tranzystorach *T2*, *T3* i *T4* jest podawany na detektor fazy. Wyjściowe impulsy po odfiltrowaniu przestrajają diodę *D1* stabilizującą częstotliwość VCO.
Rysunek 2.7b przedstawia płytkę drukowaną, a rysunek 2.7c rozmieszczenie elementów na płytce. Transformator impulsowy zawiera trzy uzwojenia po 5 zwojów drutu DNE 0,4 na rdzeniu pierścieniowym o średnicy 10 mm z materiału F 81. Cewka L_1 jest nawinięta również na pierścieniowym rdzeniu ferrytowym i zawiera 10 zwojów takiego samego drutu. Przy wartościach elementów generatora

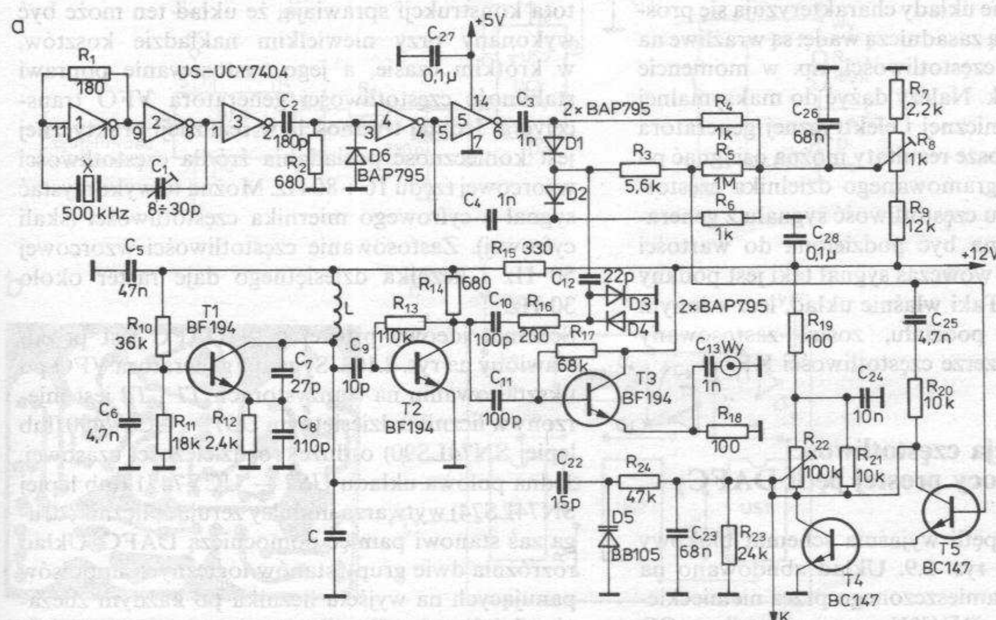


Rys. 2.7. I syntezer stałych częstotliwości kwarcowych
a) schemat ideowy, b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów na płytce

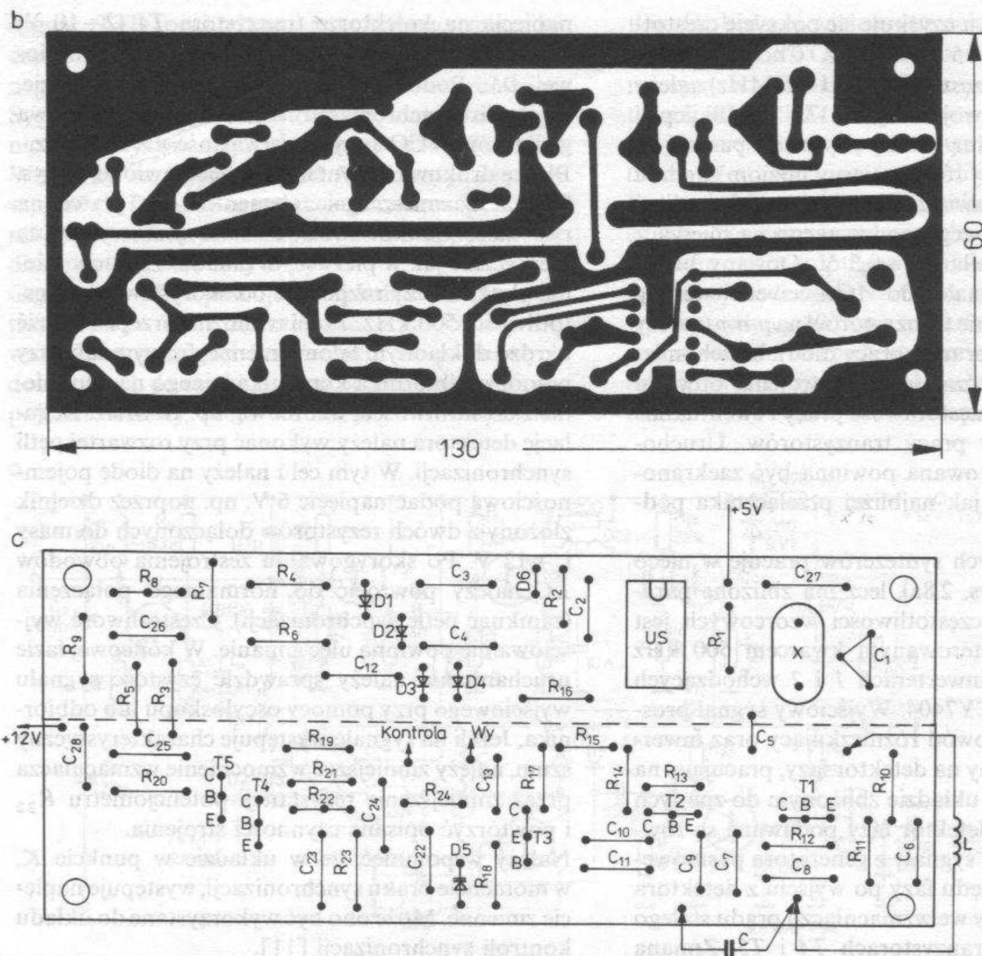
VCO jak na rysunku uzyskuje się pokrycie częstotliwości w zakresie 5÷30 MHz. Chcąc uzyskać mniejsze wartości częstotliwości (1÷5 MHz) należy zwiększyć liczbę zwojów cewki L_1 lub najlepiej zastosować oddzielną cewkę na każde pasmo, ze względu na bardziej równomierny poziom sygnału wyjściowego. W rozwiązaniu modelowym amplituda sygnału wyjściowego podawanego na mieszacz transceivera wynosiła 0,3÷0,5 V. Opisany układ nadaje się doskonale do transceivera według UW3DI po wymianie tranzystorów na *p-n-p* (należy zmienić również kierunek pracy diod). Uruchomienie układu sprowadza się do zestrojenia obwodu *LC* na wymaganą częstotliwość pracy i ewentualnie dobrania punktów pracy tranzystorów. Uruchomiona płytka drukowana powinna być zaekranowana i ustawiona jak najbliżej przełącznika podzakresów.

Drugi z opisywanych syntezerów pracuje w nieco innym układzie (rys. 2.8a), lecz ma zbliżone parametry. Generator częstotliwości wzorcowych jest multiwibratorem sterowanym kwarcem 500 kHz i wykonanym na inwerterach *1* i *2* wchodzących w skład układu UCY7404. Wyjściowy sygnał prostokątny poprzez obwód różniczkujący oraz inwertery *4* i *5* jest podany na detektor fazy, pracujący na diodach *D1* i *D2* w układzie zbliżonym do znanych układów TV. Na detektor fazy podawane są również zniekształcone sygnały z generatora pasmowego VCO. Sygnał błędu fazy po wyjściu z detektora zostaje wzmacniany we wzmacniaczu prądu stałego zbudowanym na tranzystorach *T4* i *T5*. Zmiana napięcia na kolektorze tranzystora *T4* (2÷10 V) powoduje zmianę pojemności diody pojemnościowej *D5*. Podobnie jak w poprzednim układzie, w stanie synchronizmu częstotliwość wyjściowa generatora VCO przyjmuje wartość $n \times 500$ kHz. Płytkę drukowaną syntezera przedstawiono na rys. 2.8b, a rozmieszczenie elementów na płytce na rys. 2.8c. Cewka obwodu VCO jest wykonana identycznie jak w pierwszym układzie. Uruchomienie płytki należy rozpocząć od skorygowania częstotliwości 500 kHz. Pomiar można przeprowadzić bardzo dokładnym falomierzem cyfrowym lub przy pomocy odbiornika komunikacyjnego na zdudnienie z częstotliwością wzorcową, np. 10 MHz. Regulację detektora należy wykonać przy rozwartej pętli synchronizacji. W tym celu należy na diodę pojemnościową podać napięcie 6 V, np. poprzez dzielnik złożony z dwóch rezystorów dołączonych do masy i +12 V. Po skorygowaniu zestrojenia obwodów *LC* należy powrócić do normalnego połączenia (zamknąć pętlę synchronizacji). Częstotliwość wyjściowa nie powinna ulec zmianie. W końcowej fazie uruchamiania należy sprawdzić czystość sygnału wyjściowego przy pomocy oscyloskopu lub odbiornika. Jeżeli na sygnale występuje charakterystyczny szum, należy zmniejszyć wzmocnienie wzmacniacza przez zmniejszenie rezystancji potencjometru R_{22} i powtórzyć opisane czynności strojenia.

Należy wspomnieć, że w układzie w punkcie *K*, w momencie braku synchronizacji, występuje napięcie zmienne. Może ono być wykorzystane do układu kontroli synchronizacji [11].



Rys. 2.8. II syntezer stałych częstotliwości kwarcowych
a) schemat ideowy



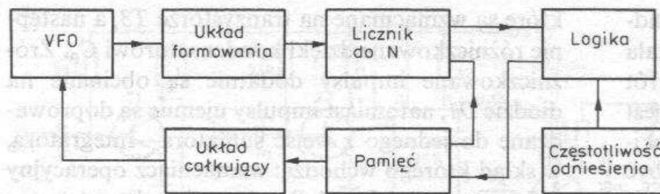
Rys. 2.8. b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów na płytce

Obydwa opisywane układy charakteryzują się prostotą, ale mają jedną zasadniczą wadę: są wrażliwe na skokowe zmiany częstotliwości, np. w momencie przełączania cewek. Należy dążyć do maksymalnej stabilności mechanicznej i elektrycznej generatora VCO. Znacznie lepsze rezultaty można osiągnąć po zastosowaniu programowanego dzielnika częstotliwości. W tym celu częstotliwość sygnału z generatora VCO powinna być podzielona do wartości 500 kHz i dopiero wówczas sygnał taki jest podany na detektor fazy. Taki właśnie układ, lecz z innym współczynnikiem podziału, został zastosowany w złożonym syntezerze częstotliwości KF.

2.3. Stabilizacja częstotliwości przy pomocy prostej pętli DAFC

Zasadę działania pętli wyjaśnia schemat blokowy przedstawiony na rys. 2.9. Układ zbudowano na podstawie opisu zamieszczonego przez niemieckiego krótkofalowca DF4KV w miesięczniku „CQ DL" 12/85. Niewielka liczba elementów oraz prostota konstrukcji sprawiają, że układ ten może być wykonany przy niewielkim nakładzie kosztów, w krótkim czasie, a jego zastosowanie poprawi stabilność częstotliwości generatora VFO transceivera. Jedyną trudnością w realizacji praktycznej jest konieczność posiadania źródła częstotliwości wzorcowej rzędu 16 ÷ 80 Hz. Można tu wykorzystać sygnał z cyfrowego miernika częstotliwości (skali cyfrowej). Zastosowanie częstotliwości wzorcowej 50 Hz i licznika dziesiętnego daje raster około 30 Hz.

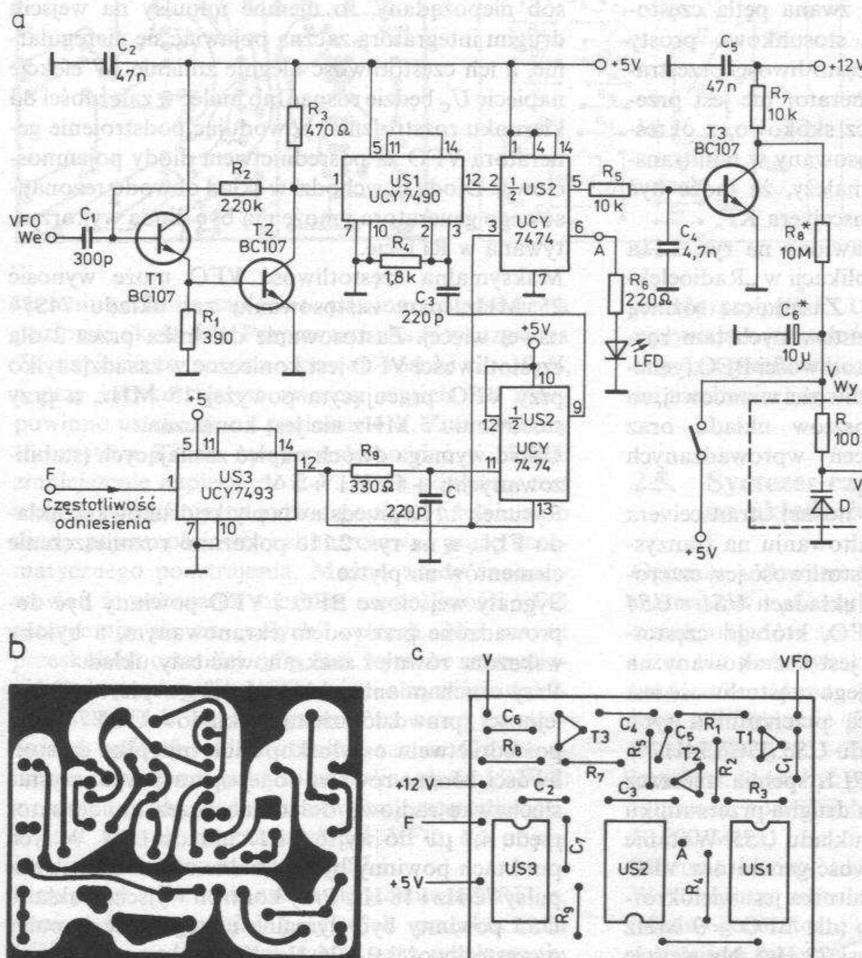
Schemat ideowy prostej pętli DAFC jest przedstawiony na rys. 2.10a. Sygnał z generatora VFO po ukształtowaniu na tranzystorach *T1* i *T2* jest mierzony w liczniku dziesiętnym *US1* — UCY7490 (lub lepiej SN74LS90) o dużej rozdzielczości czasowej. Jedna połowa układu *US2* — UCY7471 (lub lepiej SN74LS74) wytwarza impulsy zerujące licznik, druga zaś stanowi pamięć pomocniczą DAFC. Układ rozróżnia dwie grupy stanów logicznych impulsów panujących na wyjściu licznika po każdym zliczaniu. Jeżeli stany licznika są zawarte w przedziale 0 ÷ 4, do wejścia przerzutnika dociera stan niski



Rys. 2.9. Schemat blokowy pętli DAFC

i odpowiednio jeżeli stany licznika zawarte są w zakresie $5 \div 9$, to na wejście przerzutnika dociera stan wysoki. Wyjście *Q* przerzutnika D (wyprowadzenie 5 *US2*) jest połączone poprzez wzmacniacz zbudowany na tranzystorze *T3* z układem filtru o bardzo dużej stałej czasowej. Filtr działa jak integrator i współpracuje z diodą pojemnościową wymuszającą zmiany częstotliwości stabilizowanego generatora VFO. Do momentu gdy częstotliwość generatora pozostaje stała, stan panujący na wyjściu *Q* przerzutnika nie zmienia się. Nie zmienia się również napięcie sterujące diodą pojemnościową. W przypadku zmiany częstotliwości zmieni się stan wyjściowy pociągając za sobą zmianę napięcia sterującego diodę pojemnościową i w efekcie korektę częstotliwości generatora VFO. Stan ten sygnalizowany jest diodą LED. Układ scalony *US3* to dzielnik przez 16 (UCY7493). W przypadku posiadania źródła częstotliwości $1 \div 5$ Hz układ ten jest zbędny. Sygnały 2 Hz można uzyskać z układu zegarowego, np. 4060 sterowanego rezonatorem kwarcowym 32,7 kHz.

Rysunek 2.10b przedstawia płytkę drukowaną, a rys. 2.10c rozmieszczenie elementów na niej. Wartość pojemności kondensatora dołączonego w szereg z diodą pojemnościową powinna być ustalona indywidualnie dla konkretnego układu VFO. Wartości elementów *RC* filtru należy również



Rys. 2.10. Układ z pętlą DAFC
a) schemat ideowy, b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów na płytce

traktować orientacyjnie. Należy dobrać je doświadczalnie uwzględniając zasadę, że im większa stała czasowa *RC*, tym pętla działa stabilniej, ale powrót do wartości początkowej po wyłączeniu pętli jest wolniejszy. Przy zbyt dużej stałej czasowej oczekiwanie na ustalenie się częstotliwości VFO może być denerwujące i obniżać operatywność. Przyjmuje się tu rozsądny kompromis pomiędzy szybkością a stabilnością układu.

Należy również dodać, że aby pętla DAFC spełniła swoje zadanie, zmiany częstotliwości VFO powinny być bardzo powolne, wynikające głównie ze zmiany warunków termicznych. Szczególną uwagę należy zwrócić na mechaniczną stabilność konstrukcji generatora VFO. Sygnały powinny być doprowadzone do płytki zaekranowanymi przewodami, a napięcie zasilające +5 i +12 V dobrze stabilizowane.

2.4. Stabilizacja częstotliwości przy pomocy pętli FLL

Przedstawiony układ to tak zwana pętla częstotliwościowa, pozwalająca w stosunkowo prosty sposób poprawić stabilność częstotliwości przestrajanego generatora VFO. Generator nie jest przestrajany w sposób ciągły, lecz skokowo, z określonym rastrem. Układ był stosowany w minitransceiverze BARTEK i sądzić należy, że może być zastosowany do każdego transceivera KF.

Schemat elektryczny przedstawiony na rys. 2.11a powstał na bazie znanych publikacji w „Radioelektroniku" i „Biuletynie PZK". Zasadniczą różnicą układu w stosunku do prezentowanych tam rozwiązań jest zastosowanie częstotliwości BFO (generatora fali nośnej) jako częstotliwości wzorcowej, co pozwoliło na obniżenie kosztów układu oraz zmniejszyło poziom zakłóceń wprowadzanych przez układ FLL.

Sygnał z generatora fali nośnej transceivera ($4 \div 10$ MHz) podlega ukształtowaniu na tranzystorze *T1*, a następnie jego częstotliwość jest czterokrotnie dzielona przez 16 na układach *US1* ÷ *US4* (4 × UCY7493). Sygnał z VFO, którego częstotliwość chcemy stabilizować, jest kształtowany na tranzystorze *T2*, a następnie jego częstotliwość jest dzielona przez 2 za pomocą przerzutnika typu D wchodzącego w skład układu *US5* (UCY74H74).

Zasadniczą funkcję w pętli FLL spełnia mieszacz harmoniczny zrealizowany na drugim przerzutniku typu D wchodzącym w skład układu *US5*. W stanie synchronizmu pętli częstotliwość generatora VFO na wejściu zegarowym przerzutnika jest wielokrotnością przebiegu taktującego (dla BFO = 9 MHz częstotliwość taktująca wynosi 72 Hz). Na wejście D przychodzą impulsy taktujące. Na wyjściu *Q* przerzutnika pojawiają się impulsy $0 \div 36$ Hz, które są wzmacniane na tranzystorze *T3*, a następnie różniczkowane dzięki kondensatorowi C_3. Zróżniczkowane impulsy dodatnie są obcinane na diodzie *D1*, natomiast impulsy ujemne są doprowadzane do jednego z wejść sumatora—integratora, w skład którego wchodzą: wzmacniacz operacyjny *US6*, rezystory R_{14} *i* R_{15} oraz kondensator C_6. Rezystory $R_{10} \div R_{13}$ zmniejszają niezrównoważenie wywołane prądami wejściowymi polaryzacji wzmacniacza operacyjnego. Do drugiego wejścia sumatora są doprowadzane tylko impulsy dodatnie powstałe po wzmocnieniu na tranzystorze *T4* i zróżniczkowaniu za pomocą kondensatora C_4. Częstotliwość tych impulsów jest stała i wynosi 18 Hz (przy BFO = 9 MHz).

Jeżeli częstotliwość impulsów ujemnych na jednym wejściu i dodatnich na drugim wejściu integratora jest jednakowa, to po ich uśrednieniu przez integrator o bardzo dużej stałej czasowej napięcie U_C na jego wyjściu nie ulegnie zmianie. Dzieje się tak w stanie synchronizmu. Jeżeli częstotliwość sygnału generatora VFO będzie zmieniać się powoli w sposób niepożądany, to ujemne impulsy na wejściu drugim integratora zaczną pojawiać się nieregularnie, a ich częstotliwość ulegnie zmianie. W efekcie napięcie U_C będzie rosnąć lub maleć w zależności od kierunku rozstrojenia, powodując podstrojenie generatora VFO za pośrednictwem diody pojemnościowej. Dioda ta wchodzi w skład obwodu rezonansowego generatora i może nią być dioda wykorzystywana w RIT-cie.

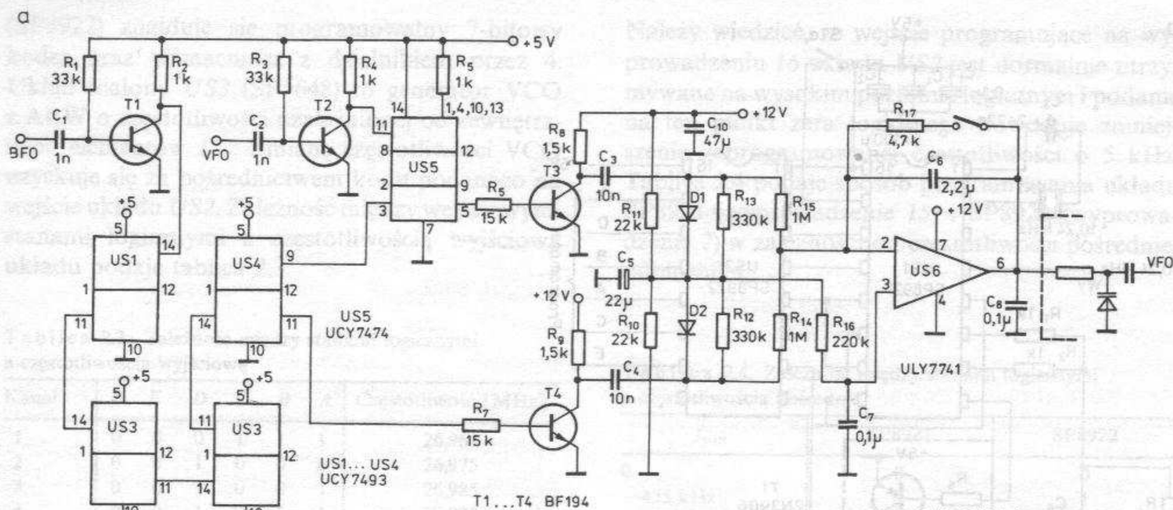
Maksymalna częstotliwość VFO może wynosić 25 MHz, przy zastosowaniu zaś układu 74S74 nawet więcej. Zastosowanie dzielnika przez 2 dla częstotliwości VFO jest konieczne w zasadzie tylko przy VFO pracującym powyżej 15 MHz, a przy stosowaniu 5 MHz nie jest konieczna.

Układ wymaga dwóch napięć zasilających (stabilizowanych): +12 V i +5 V.

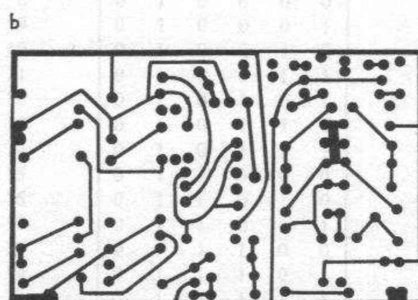
Rysunek 2.11b przedstawia płytkę drukowaną układu FLL, a na rys. 2.11c pokazano rozmieszczenie elementów na płytce.

Sygnały wejściowe BFO i VFO powinny być doprowadzone przewodem ekranowanym, a byłoby wskazane również zaekranować cały układ.

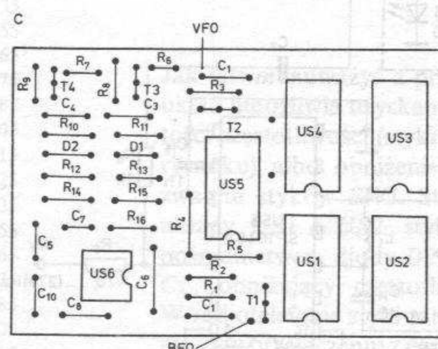
Przy uruchamianiu układu należy w pierwszej kolejności sprawdzić dzielniki układów UCY7493 za pośrednictwem oscyloskopu lub miernika częstotliwości. Można również do tej operacji wykorzystać słuchawkę radiową dołączaną przez kondensator rzędu 4,7 µF do wyjść *9* i *11* układu *US4*. W tych punktach powinny być słyszalne równomierne impulsy 72 Hz i 18 Hz. Przy kontroli wyjścia *5* układu *US5* powinny być słyszalne nieregularne impulsy o częstotliwości $0 \div 36$ Hz. Kontrolę napięcia wyjściowego podawanego na diodę pojemnościową należy wykonać woltomierzem. Po włączeniu i wy-



b



c



Rys. 2.11. Układ z pętlą FLL
a) schemat ideowy, b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów na płytce

łączeniu zasilania napięcie to powinno ustalać się na poziomie około 6 V. Przy zwarciu bazy tranzystora *T4* napięcie to powinno powoli rosnąć do 10 V, a przy krótkotrwałym zwarciu wyjścia do masy powinno ustalić się na poziomie 6 V. Zwarcie bazy tranzystora *T3* do masy powinno dać w efekcie zmniejszenie napięcia do 2 V. Jeżeli powyższy test wypadł pomyślnie, to można podłączyć wyjście do diody pojemnościowej i skontrolować pracę automatycznego podstrajania. Można wtedy zaobserwować, że wskazania miernika częstotliwości VFO zatrzymują się na „całych" cyfrach. Nie ma tu przeskoków ostatniej cyfry, lecz wyraźne zatrzymanie. Pokręcenie gałką VFO zmieni oczywiście wskazania, ale FLL ustali wskazanie na nowej częstotliwości będącej wielokrotnością rastra. Gwałtowniejsze pokręcenie gałką spowoduje „wyskok" FLL z rastra i próbę zaskoku na nowej częstotliwości. W ten sposób można dostroić VFO do nowej częstotliwości bez wyłączania FLL.

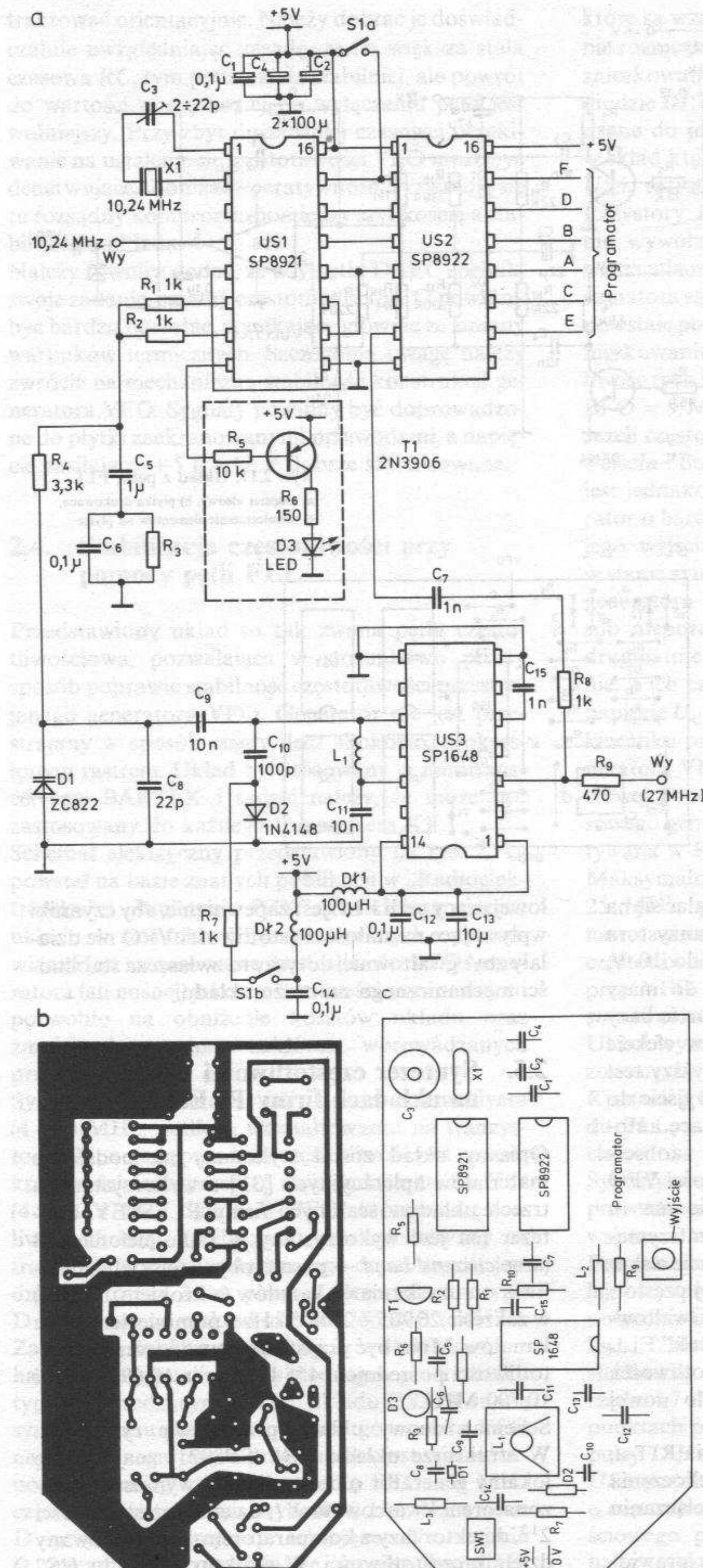
Przy pracy z FLL nie zaleca się stosowania RIT-a, ponieważ może zajść przypadek przeskoczenia VFO na sąsiedni prążek rastra przy przełączaniu z nadawania na odbiór i odwrotnie.

Należy jeszcze wspomnieć, że warunkiem prawidłowej pracy pętli FLL jest zapewnienie, aby czynniki wpływające na stałość częstotliwości VFO nie działały zbyt gwałtownie; dotyczy to zwłaszcza stabilności mechanicznego montażu układu.

2.5. Syntezer częstotliwości CB na układach firmy PLESSEY

Opisany układ został wykonany na podstawie materiałów aplikacyjnych [31] z wykorzystaniem trzech układów scalonych firmy PLESSEY. Syntezer ten jest wykorzystany w radiotelefonie CB (ang. *citizens' band* — pasmo obywatelskie). Umożliwia on uzyskanie 40 kanałów (z krokiem 10 kHz) w zakresie 26 965 ÷ 27 405 kHz z pominięciem kilku kanałów. Może być przystosowany do jednej z częstotliwości pośrednich: 455 kHz oraz 10,695 MHz i 10,700 MHz.

Schemat ideowy układu przedstawia rys. 2.12a. W strukturze układu *US1* (SP8921) znajduje się lokalny generator o częstotliwości wymuszonej rezonatorem kwarcowym *X1*, dzielnik częstotliwości 2^{13}, detektor fazy z komparatorem, programowany dzielnik częstotliwości. W strukturze układu *US2*



Rys. 2.12. Syntezer częstotliwości CB (Plessey)
a) schemat ideowy, b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów na płytce

(SP8922) znajduje się programowalny 7-bitowy koder oraz wzmacniacz z dzielnikiem przez 4. Układ scalony *US3* (SP1648) to generator VCO z ARW o częstotliwości uzależnionej od zewnętrznych elementów *LC*. Zmianę częstotliwości VCO uzyskuje się za pośrednictwem kodu podanego na wejście układu *US2*. Zależność między wejściowymi stanami logicznymi a częstotliwością wyjściową układu podaje tablica 2.3.

Tablica 2.3. Zależność między stanami logicznymi a częstotliwością wyjściową

Kanał	*F*	*E*	*D*	*C*	*B*	*A*	Częstotliwość [MHz]
1	0	0	0	1	1	1	26,965
2	0	0	1	0	0	0	26,975
3	0	0	1	0	0	1	26,985
4	0	0	1	0	1	1	27,005
5	0	0	1	1	0	0	27,015
6	0	0	1	1	0	1	27,025
7	0	0	1	1	1	0	27,035
8	0	1	0	0	0	0	27,055
9	0	1	0	0	0	1	27,065
10	0	1	0	0	1	0	27,075
11	0	1	0	0	1	1	27,085
12	0	1	0	1	0	1	27,105
13	0	1	0	1	1	0	27,115
14	0	1	0	1	1	1	27,125
15	0	1	1	0	0	0	27,135
16	0	1	1	0	1	0	27,155
17	0	1	1	0	1	1	27,165
18	0	1	1	1	0	0	27,175
19	0	1	1	1	0	1	27,185
20	0	1	1	1	1	1	27,205
21	1	0	0	0	0	0	27,215
22	1	0	0	0	0	1	27,225
23	1	0	0	1	0	0	27,255
24	1	0	0	0	1	0	27,235
25	1	0	0	0	1	1	27,245
26	1	0	0	1	0	1	27,265
27	1	0	0	1	1	0	27,275
28	1	0	0	1	1	1	27,285
29	1	0	1	0	0	0	27,295
30	1	0	1	0	0	1	27,305
31	1	0	1	0	1	0	27,315
32	1	0	1	0	1	1	27,325
33	1	0	1	1	0	0	27,335
34	1	0	1	1	0	1	27,345
35	1	0	1	1	1	0	27,355
36	1	0	1	1	1	1	27,365
37	1	1	0	0	0	0	27,375
38	1	1	0	0	0	1	27,385
39	1	1	0	0	1	0	27,395
40	1	1	0	0	1	1	27,405

Istnieje możliwość zwiększenia liczby kanałów do 64 ze skokiem również co 10 kHz. W tym celu programowanie należy zaczynać od wszystkich zer na wejściach *A, B, C, D, E, F* dla $f = 26{,}895$ MHz aż do samych jedynek dla $f = 27{,}525$ MHz. Zmiana stanu logicznego o jeden bit powoduje zmianę częstotliwości o 10 kHz (*A* — najmniej znaczący bit, *F* — najbardziej znaczący bit).

Należy wiedzieć, że wejście programujące na wyprowadzeniu *16* układu *US2* jest normalnie utrzymywane na wysokim poziomie logicznym i podanie na ten punkt zera logicznego powoduje zmniejszenie zaprogramowanej częstotliwości o 5 kHz. Tablica 2.4 podaje sposób programowania układu SP8921 (wyprowadzenie *15*) i SP8922 (wyprowadzenie *2*) w zależności od częstotliwości pośredniej odbiornika.

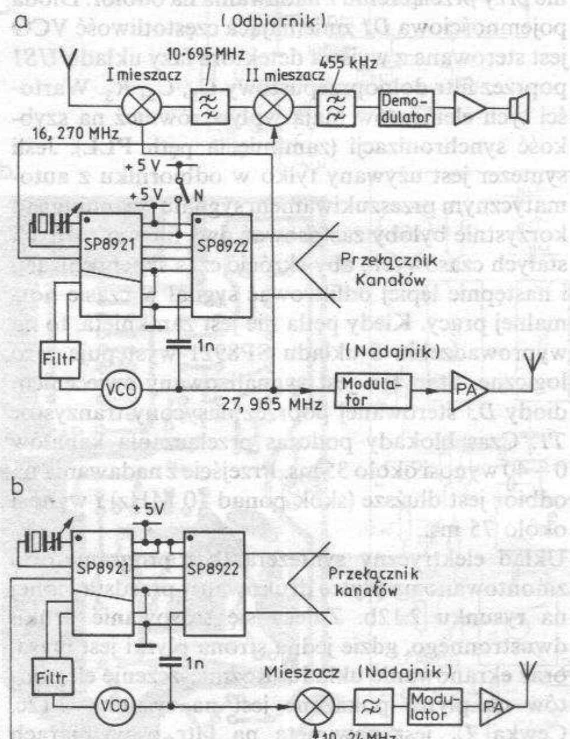
Tablica 2.4. Zależność między stanami logicznymi a częstotliwością pośrednią

$f_{p.cz.}$	SP8921	SP8922
0	0	0
−455 kHz	0	1
−10,240 MHz	1	0
−10,695 MHz	1	1

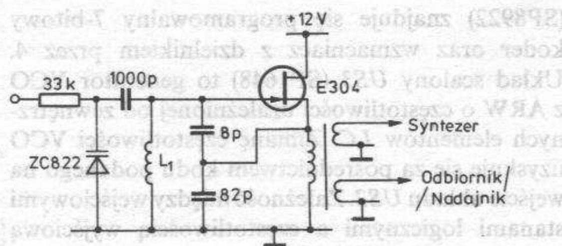
Jak łatwo zauważyć z przedstawionego schematu, układ umożliwia uzyskanie zaprogramowanej wartości częstotliwości (styki *SW1* w położeniu jak na rysunku) albo obniżenie jej o 10695 kHz przy zwarciu styków *SW1*. Styk *SW1a* podaje „1" na układy *US1* i *US2*, styk zaś *SW1b* dołącza za pośrednictwem diody *D2* dodatkowy kondensator C_{10} obniżający częstotliwość generatora VCO. W radiotelefonie styki te są załączane automatycznie przy przełączeniu z nadawania na odbiór. Dioda pojemnościowa *D1* zmieniająca częstotliwość VCO jest sterowana z wyjścia detektora fazy układu *US1* poprzez filtr dolnoprzepustowy C_5, C_6, R_3. Wartości tych elementów mają wpływ również na szybkość synchronizacji (zamknięcia pętli PLL). Jeśli syntezer jest używany tylko w odbiorniku z automatycznym przeszukiwaniem sygnału (scanning), to korzystnie byłoby zastosować dwa filtry o różnych stałych czasowych, aby skrócić czas synchronizacji i następnie lepiej odfiltrować sygnał w czasie normalnej pracy. Kiedy pętla nie jest zamknięta, to na wyprowadzeniu *8* układu SP8921 występuje zero logiczne. Stan ten jest sygnalizowany świeceniem diody *D3* sterowanej poprzez nasycony tranzystor *T1*. Czas blokady podczas przełączania kanałów $0 \div 40$ wynosi około 35 ms. Przejście z nadawania na odbiór jest dłuższe (skok ponad 10 MHz) i wynosi około 75 ms.

Układ elektryczny syntezera (bez programatora) zmontowano na płytce drukowanej przedstawionej na rysunku 2.12b. Zaleca się stosowanie druku dwustronnego, gdzie jedna strona płytki jest masą, oraz ekranowanie układu. Rozmieszczenie elementów na płytce pokazane jest na rysunku 2.12c. Cewka L_1 jest nawinięta na filtr o wymiarach zbliżonych do krajowych filtrów 12×12 mm i za-

wiera 11 zwojów drutu DNE 0,4. Dławiki *Dł1* i *Dł2* to typowe dławiki przeciwzakłóceniowe o indukcyjności 100 µH. Do zasilania należy stosować zasilacz stabilizowany 5 V przy prądzie 60 mA. Przy uruchamianiu należy najpierw ustawić trymer C_3 tak, by uzyskać na wyprowadzeniu *4* układu SP8921 częstotliwość 10 240,000 kHz. Rdzeń w cewce L_1 powinien być tak ustawiony, by uzyskać wymaganą częstotliwość wyjściową syntezera. Napięcie na diodzie *D1* na 30 kanale (przy nadawaniu) powinno wynosić 2,85 V. Napięcie to, w zależności od numeru kanału, powinno zmieniać się w granicach 1,5 ÷ 3,0 V (liniowe zmiany napięcia). Układ *US1* zapewnia szersze zmiany napięcia, bo od 0,5 ÷ ÷ 3,8 V.
Opisany syntezer daje czyste widmo sygnału wyjściowego. Badania przeprowadzone przez konstruktorów w laboratoriach firmy PLESSEY wykazały, że powyżej 5 kHz od częstotliwości nośnej tłumienie sygnału wynosi ponad 70 dB.
Chcąc uzyskać płynną zmianę częstotliwości należy zamiast trymera C_3 zastosować kondensator z osią wyprowadzoną na płytę czołową urządzenia. Zamiast układu SP8922 można zastosować układ SP8923, który ma na wejściu programowany dekoder dziesiętny.
Dwa sposoby wykorzystania opisanej syntezy w radiotelefonach CB przedstawia rys. 2.13.



Rys. 2.13. Dwa sposoby wykorzystania syntezy częstotliwości CB



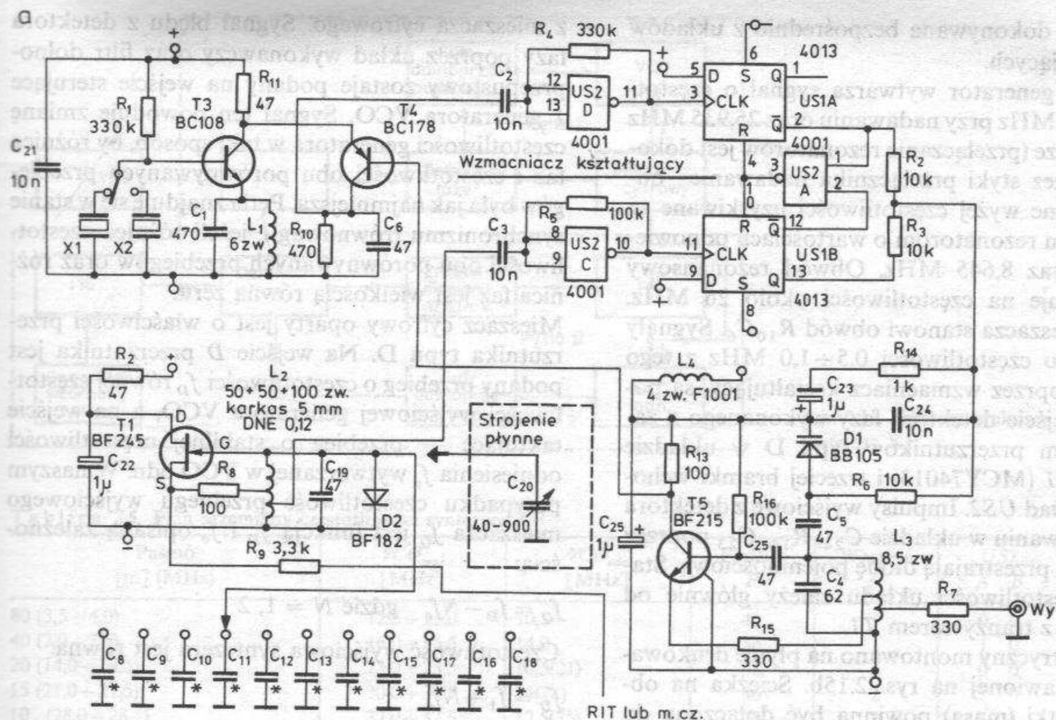
Rys. 2.14. Schemat zastępczego generatora VCO

Rysunek 2.14 przedstawia schemat generatora VCO z wykorzystaniem tranzystora polowego. Układ ten może być przydatny w przypadku trudności z nabyciem układu SP1648. Należy jednak pamiętać, że na wyjściu tego układu powinien być separator.
Jako ciekawostkę można dodać, że wykorzystując układy scalone SP8921 i SP8922 możliwe jest zbudowanie syntezera częstotliwości na pasmo 2 m (dla częstotliwości 145,000 ÷ 145,850 MHz z krokiem 25 kHz i pośrednią częstotliwością odbiornika 10,7 MHz).

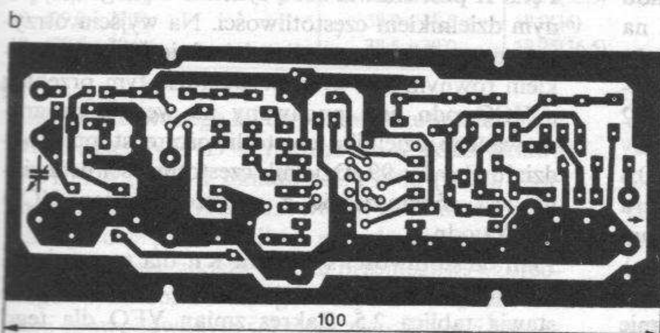
2.6. Syntezer częstotliwości CB według SP6HUK

Opisany niżej syntezer powstał w oparciu o schemat zamieszczony przez SP6HUK w „Biuletynie PZK" 3, 4/89. Układ został przystosowany do radiotelefonu CB pracującego w zakresie 26,9 ÷ 27,4 MHz z pojedynczą przemianą częstotliwości pośredniej 465 kHz. Schemat ideowy układu został uproszczony do niezbędnego minimum przy zachowaniu dobrych parametrów (rys. 2.15a). Generator wzorcowy zrealizowano tu inaczej niż w większości tego typu rozwiązań, tzn. nie jest on kwarcowy, lecz *LC*. Pracuje on w układzie Hartley'a na tranzystorze polowym *T1* (BF245). Zakres przestrajania generatora wynosi 0,5 ÷ 1,0 MHz i jest uzyskiwany w sposób płynny lub skokowo za pomocą kondensatora zmiennego C_{20} (40—900 pF) lub dobranymi dołączanymi kondensatorami stałymi, w zależności od wymaganych kanałów. Przy zastosowaniu kondensatorów o zerowym współczynniku temperaturowym uzyskuje się zadowalającą stabilność częstotliwości. W układzie tym istnieje możliwość przeprowadzenia modulacji częstotliwości przez podanie na źródło tranzystora *T1* — poprzez rezystor separujący R_9 — sygnału m.cz. ze wzmacniacza mikrofonowego lub generatora m.cz. (wywołanie). Dla uzyskania dewiacji 5 kHz amplituda sygnału m.cz. powinna wynosić około 1 V. Sygnał w.cz. z generatora jest podany na układ kształtujący impulsy wykonany na bramce układu *UC2* CMOS typu MCY74001.

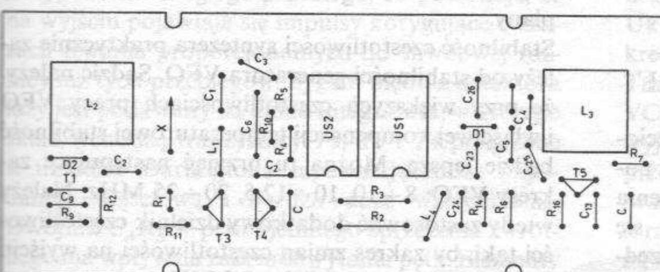
a



b



c



Rys. 2.15. Syntezer częstotliwości CB (SP6HUK)
a) schemat ideowy, b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów na płytce

Drugi sygnał, o częstotliwości 0,5 ÷ 1,0 MHz, niezbędny do pracy detektora fazy, uzyskano ze zmieszania dwóch sygnałów: jednego pochodzącego z generatora VCO (*T5* — BF215) oraz drugiego, z pomocniczego generatora kwarcowego (*T3* — BC108). Generator VCO pracuje w zakresie 26,435 ÷ 27,400 MHz (przy nadawaniu 26,9 ÷ ÷ 27,4 MHz, przy odbiorze 26,435 ÷ 26,935 MHz). Amplituda sygnału wejściowego wynosi 0,2 V przy obciążeniu 50 Ω. Układ tego generatora pracuje również w układzie Hartleya, z tym że na tranzystorze bipolarnym. Przestrajanie VCO w podanym zakresie jest dokonywane za pośrednictwem diody pojemnościowej *D1* (BB105). Sygnał w.cz. z wyjścia tego generatora jest podany na mieszacz z tranzystorem *T4* (BC178). Polaryzacja elektrod tego tran-

zystora jest dokonywana bezpośrednio z układów współpracujących.

Kwarcowy generator wytwarza sygnał o częstotliwości 26,4 MHz przy nadawaniu oraz 25,935 MHz przy odbiorze (przełączanie rezonatorów jest dokonywane przez styki przełącznika nadawanie—odbiór). Podane wyżej częstotliwości uzyskiwane są dzięki dwom rezonatorom o wartościach odpowiednio 8,8 oraz 8,645 MHz. Obwód rezonansowy L_1C_1 pracuje na częstotliwości około 26 MHz. Wyjście mieszacza stanowi obwód $R_{10}C_6$. Sygnały różnicowe o częstotliwości 0,5 ÷ 1,0 MHz z tego obwodu, poprzez wzmacniacz kształtujący, są podane na wejście detektora fazy wykonanego z zastosowaniem przerzutników typu D w układzie CMOS *US1* (MCY74013) i trzeciej bramki wchodzącej w skład *US2*. Impulsy wyjściowe z detektora po wyfiltrowaniu w układzie C_{24}, R_{14}, C_{23} poprzez rezystor R_6 przestrajają diodę pojemnościową. Stabilność częstotliwości układu zależy głównie od generatora z tranzystorem *T1*.

Układ elektryczny montowano na płytce drukowanej przedstawionej na rys. 2.15b. Ścieżka na obwodzie płytki (masa) powinna być dołączona do plusa lub minusa (12 V), w zależności od układu współpracującego. Rozmieszczenie elementów na płytce przedstawiono na rys. 2.15c. Cewki L_2 i L_3 nawinięto na korpusach filtrów 12 × 12 mm. Uzwojenie L_2 zawiera 200 zwojów drutu DNE 0,12 z odczepami na 50 i 100 zwoju, licząc od strony masy, cewka zaś L_3 zawiera 12 zwojów DNE 0,4 z odczepami na 5 i 8 zwoju. Cewka L_1 zawiera 7 zwojów drutu srebrzonego o średnicy 0,8 mm nawiniętych przestrzennie (średnica cewki 4 mm). Optymalnego zestrojenia obwodów dokonuje się rdzeniami w cewkach L_2 i L_3 oraz przez dobranie wartości pojemności kondensatorów decydujących o rezonansie obwodów.

2.7. Złożony syntezer częstotliwości KF

Opisany układ syntezy jest przeznaczony do pięciopasmowego transceivera KF o częstotliwości pośredniej 9 MHz. Schemat blokowy urządzenia przedstawiono na rys. 2.16. Układ składa się z dwóch pętli fazowych PLL: I i II. Pętla I przedstawia sobą układ syntezy pośredniej z synchroniczną pętlą fazową i mieszaczem cyfrowym. Synchroniczna pętla fazowa jest układem z ujemnym sprzężeniem zwrotnym zawierającym przestrajany generator wzorcowy VFO (4 ÷ 5 MHz), detektor fazy, filtr dolnoprzepustowy, generator przestrajany napięciem VCO oraz mieszacz fazowy. Detektor fazy porównuje fazę i częstotliwość przebiegu z generatora wzorcowego $f_1 = 2 \div 2{,}5$ MHz z fazą i częstotliwością sygnału $f_Q = 2 \div 2{,}5$ MHz uzyskiwaną z mieszacza cyfrowego. Sygnał błędu z detektora fazy poprzez układ wykonawczy oraz filtr dolnoprzepustowy zostaje podany na wejście sterujące *1* generatora VCO. Sygnał ten powoduje zmianę częstotliwości generatora w taki sposób, by różnica faz i częstotliwości obu porównywanych przebiegów była jak najmniejsza. Pętla znajduje się w stanie synchronizmu (równowagi), jeżeli różnica częstotliwości obu porównywanych przebiegów oraz różnica faz jest wielkością równą zeru.

Mieszacz cyfrowy oparty jest o właściwości przerzutnika typu D. Na wejście *D* przerzutnika jest podany przebieg o częstotliwości f_D równej częstotliwości wyjściowej generatora VCO, a na wejście taktujące — przebieg o stabilnej częstotliwości odniesienia f_o wytwarzanej w VCO odn. W naszym przypadku częstotliwość przebiegu wyjściowego mieszacza f_Q jest funkcją f_D i f_o opisaną zależnością:

$$f_Q = f_D - Nf_o \quad \text{gdzie } N = 1, 2$$

Częstotliwość wyjściowa syntezera jest równa:

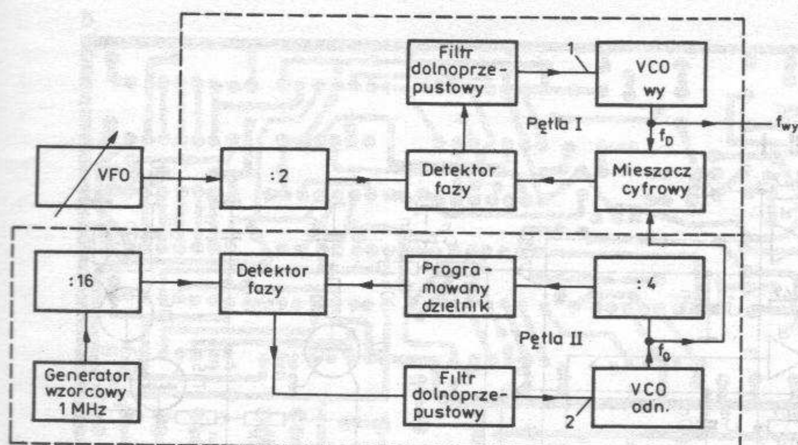
$$f_D = f_1 + Nf_o$$

Pętla II przedstawia sobą syntezer z programowanym dzielnikiem częstotliwości. Na wyjściu otrzymujemy stabilne częstotliwości odniesienia f_o z krokiem równym 250 kHz. W układzie tym przebieg z VCO odn. jest podawany na wejście programowanego dzielnika częstotliwości o stopniu podziału $F = 1 \div 99$. Dzielnik częstotliwości ustawiany jest równocześnie z zakresem zmian VCO i VCO odn.

Plan częstotliwości syntezera KF dla transceivera z filtrem pośredniej częstotliwości 9 MHz przedstawia tablica 2.5. Zakres zmian VFO dla tego planu wynosi 4 ÷ 5 MHz. Oczywiście dla innych częstotliwości pośrednich należy sporządzić inne plany.

Stabilność częstotliwości syntezera praktycznie zależy od stabilności generatora VFO. Sądzić należy, że przy większych częstotliwościach pracy VFO i właściwej kompensacji temperaturowej stabilność będzie lepsza. Można tu przyjąć następujące zakresy VFO: 8 ÷ 10, 10 ÷ 12,5, 20 ÷ 25 MHz. Należy wtedy zastosować dodatkowy dzielnik częstotliwości taki, by zakres zmian częstotliwości na wyjściu detektora fazy wynosił 2 ÷ 2,5 MHz.

Schemat ideowy syntezera przedstawiono na rys. 2.17a. Sygnał z generatora VFO o częstotliwości 4 ÷ 5 MHz jest formowany do przebiegu TTL na tranzystorze *T1* oraz bramce *B1* wchodzącej w skład układu UCY7400 (*US9*). Następnie częstotliwość tego przebiegu jest dzielona przez 2 w przerzutniku typu D (połowa układu UCY74S74—*US2*). Sygnały z dzielnika (2 ÷ 2,5 MHz) oraz mieszacza impulsowego są kierowane na wejście detektora



Rys. 2.16. Schemat blokowy złożonego syntezera KF

Tablica 2.5. Plan przemiany częstotliwości syntezera KF

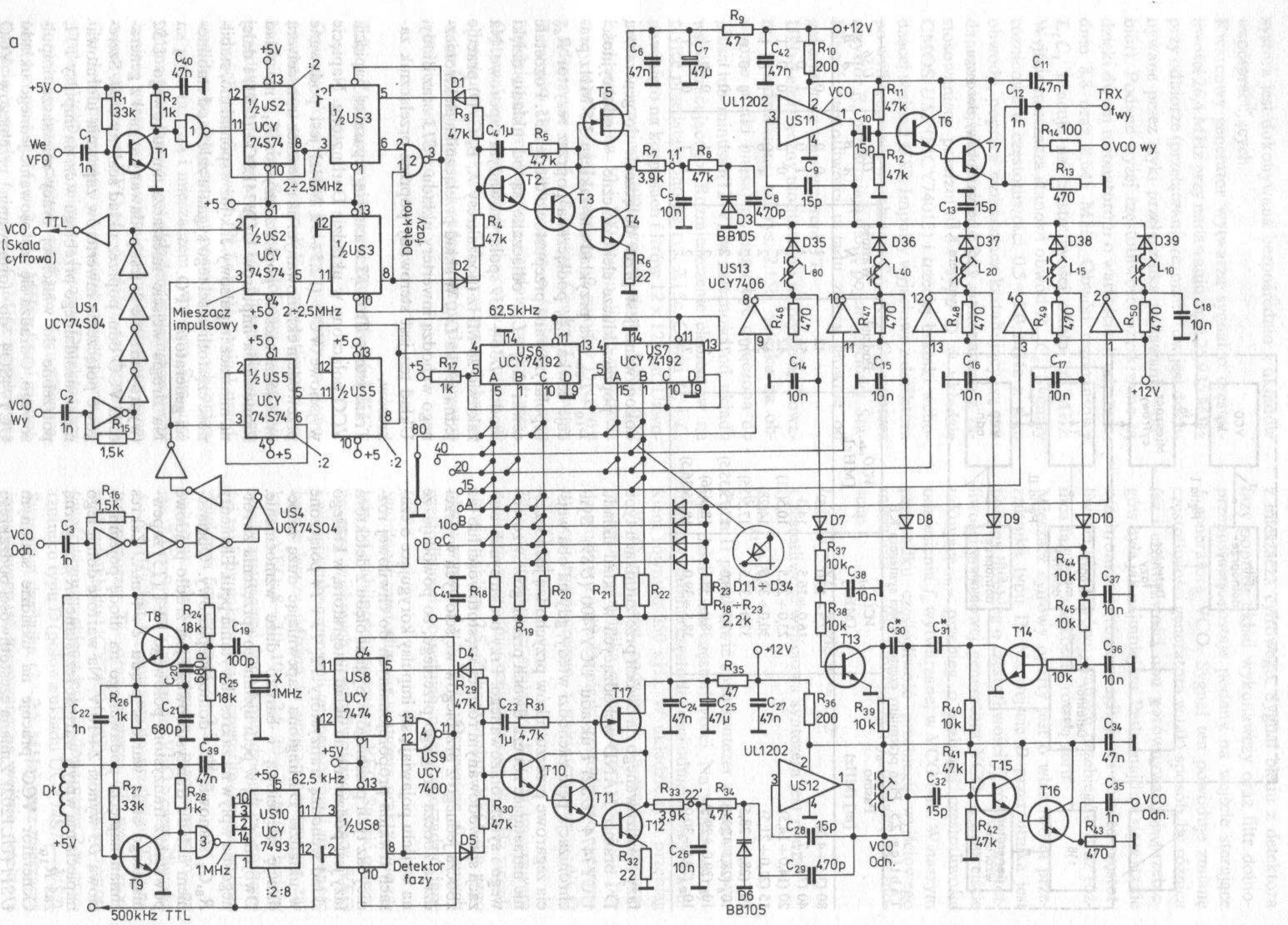
Pasmo [m] (MHz)	VCO_{wyj} [MHz]	VCO_{odn} [MHz]	Podział P	Wartość N	$US7$ A	$US7$ B	$US6$ C	$US6$ A	$US6$ B
80 (3,5 ÷ 4,0)	12,5 ÷ 13,0	10,5	42	1	0	0	0	0	1
40 (7,0 ÷ 7,5)	16,0 ÷ 16,5	14,0	56	1	1	0	1	0	1
20 (14,0 ÷ 14,5)	23,0 ÷ 23,5	10,5(21)	42	2	0	0	0	0	1
15 (21,0 ÷ 21,5)	30,0 ÷ 30,5	14(28)	56	2	1	0	1	0	1
10_A (28,0 ÷ 28,5)	37,0 ÷ 37,5	17,5(35)	70	2	1	1	0	0	0
10_B (28,5 ÷ 29,0)	37,5 ÷ 38,0	17,75(35,5)	71	2	1	1	0	1	0
10_C (29,0 ÷ 29,5)	38,0 ÷ 38,5	18,0(36)	72	2	1	1	0	0	1
10_D (29,5 ÷ 30,0)	38,5 ÷ 39,0	18,25(36,5)	73	2	1	1	0	1	1

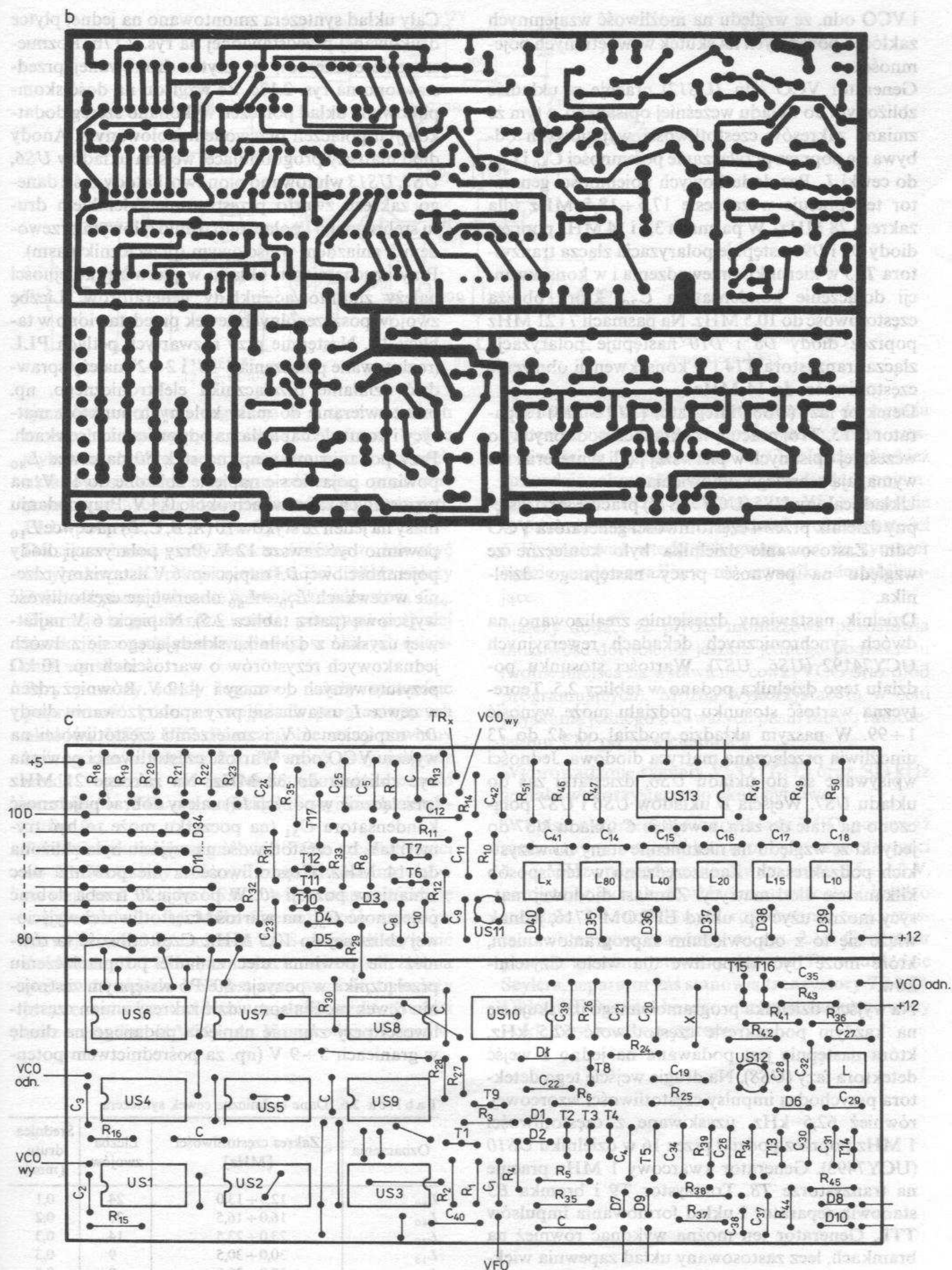
fazy zrealizowanego na dwóch przerzutnikach typu D i bramce NAND wchodzących w skład układu UCY7474 (*US2*) i układu UCY7400 (*US9*). Synchronizacja pętli zachodzi wtedy, gdy na oba wejścia zegarowe przerzutników przychodzą jednocześnie narastające zbocza dwóch przebiegów: wzorcowego i synchronizowanego. Przy braku synchronizacji spowodowanym różnicą częstotliwości lub faz zbocza jednego z przebiegów wejściowych wyprzedzają zbocza drugiego przebiegu, co powoduje, że na wyjściu pojawiają się impulsy korygujące o czasach trwania proporcjonalnych do chwilowej różnicy faz tych przebiegów. Sygnał błędu z detektora fazy jest podawany na układ integratora, w którego skład wchodzą tranzystory *T2*, *T3* i *T4* połączone w układzie Darlingtona zapewniając dużą impedancję wejściową i bardzo duże wzmocnienie. Dwójnik C_4R_5 w pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego ma wpływ na zakres chwytania pętli. Elementy R_8,C_5 stanowią filtr dolnoprzepustowy. Obciążeniem układu tranzystorowego jest źródło prądowe powstałe z tranzystora polowego FET (*T5*) zapewniającego stałą wartość prądu 2 ÷ 4 mA. Zakres zmian napięcia podawanego na diodę pojemnościową *D3* wynosi 2 ÷ 10 V. Na wartość dolną tego napięcia ma wpływ wartość rezystancji R_7, na górną zaś R_{10}.

Generator VCO pracuje na układzie scalonym *US11* (UL1202). Zmiana częstotliwości podzakresu dokonywana jest przez dołączenie do generatora — poprzez klucze elektroniczne — indukcyjności $L_{10} \div L_{80}$. Na przykład dla zakresu 3,5 MHz pracuje cewka L_{80} podłączana poprzez rezystor R_{46} i spolaryzowaną przepustowo diodę *D35*. Pozostałe cewki $L_{10} \div L_{40}$ odłączane są od układu dzięki diodom *D36* ÷ *D39* spolaryzowanym zaporowo. Na zakresie 28 MHz (podzakresy A, B, C, D) pracuje jedna cewka L_{10}. W skład przełącznika elektronicznego wchodzą inwertery układu *US13* oraz diody. Układ ten jest sterowany poprzez przełącznik zakresów.

Tranzystory *T6* i *T7* stanowią separator napięcia VCO połączony w układzie Darlingtona. Napięcie wyjściowe VCO (12,5 ÷ 39 MHz) jest podawane przewodem ekranowanym na mieszacz transceivera oraz jednocześnie poprzez rezystor R_{14} na układ formowania impulsów UCY74LSO4 (*US1*) i dalej na mieszacz impulsowy. Jak już wspomniano, stabilność częstotliwości tego sygnału zależy od stabilności generatora VFO.

Na drugie wejście mieszacza impulsowego *US2* (wyprowadzenie *3*) jest podawany sygnał z generatora VCO odn. poprzez układ scalony *US4*. Szeregowe połączenie inwerterów zapewnia uformowanie sinusoidalnego przebiegu w.cz. na impulsy TTL potrzebne do właściwej pracy mieszacza impulsowego. Odradza się zastosowanie jednego układu UCY74SO4 do formowania przebiegów VCO


a
+5V
We
VFO
VCO
(Skala
cyfrowa)
TTL
VCO
Wy
VCO
Odn.
US1
UCY74S04
US4
UCY74S04
½US2
UCY
74S74
½US3
½US5
Mieszacz
impulsowy
2÷2,5MHz
Detektor
fazy
62,5kHz
US6
UCY74192
US7
UCY74192
US8
UCY
7474
½US8
US9
UCY
7400
US10
UCY
7493
:2:8
62,5 kHz
1MHz
X
500kHz TTL
UL1202
US11
US12
US13
UCY7406
BB105
D11÷D34
R18÷R23
2,2k
+12V
TRX
fwy
VCO wy
VCO
Odn.



Rys. 2.17. Złożony syntezer KF

a) schemat ideowy, b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów na płytce

i VCO odn. ze względu na możliwość wzajemnych zakłóceń powstałych na skutek wewnętrznych pojemności.

Generator VCO odn. (*US12*) pracuje w układzie zbliżonym do układu wcześniej opisanego, z tym że zmiana zakresów częstotliwości wyjściowych odbywa się poprzez przyłączanie pojemności C_{30} i C_{31} do cewki *L*. Bez dodatkowych pojemności generator ten pracuje w zakresie 17,5÷18,5 MHz (dla zakresu 28 MHz). W pasmach 3,5 i 14 MHz poprzez diody *D7* i *D9* następuje polaryzacja złącza tranzystora *T13* w kierunku przewodzenia i w konsekwencji dołączenie kondensatora C_{30}, który obniża częstotliwość do 10,5 MHz. Na pasmach 7 i 21 MHz poprzez diody *D8* i *D10* następuje polaryzacja złącza tranzystora *T14* i w konsekwencji obniżenie częstotliwości do 14 MHz.

Detektor fazy (*US8*), integrator (*T10*÷*T13*) i separator (*T15*, *T16*) pracują w układach podobnych do wcześniej opisanych w pierwszej pętli syntezera i nie wymagają szerszego omówienia.

Układ scalony *US5* (UCY74S74) pracuje jako wstępny dzielnik przez 4 częstotliwości generatora VCO odn. Zastosowanie dzielnika było konieczne ze względu na pewność pracy następnego dzielnika.

Dzielnik nastawiany dziesiętnie zrealizowano na dwóch synchronicznych dekadach rewersyjnych UCY74192 (*US6*, *US7*). Wartości stosunku podziału tego dzielnika podano w tablicy 2.5. Teoretyczna wartość stosunku podziału może wynosić 1÷99. W naszym układzie podział od 42 do 73 umożliwia przełączana matryca diodowa. Jedności wpisywane są do układu *US6*, dziesiątki zaś do układu *US7*. Wejścia *D* układów *US6* i *US7* połączono na stałe do zera, a wejście *C* układu *US7* do jedynki ze względu na niezmienne stany na wszystkich podzakresach. Zaoszczędzono w ten sposób kilkanaście diod matrycy. Zamiast diodowej matrycy można użyć np. układ EPROM 2716, jednak wiąże się to z odpowiednim zaprogramowaniem, które może być kłopotliwe dla wielu Czytelników.

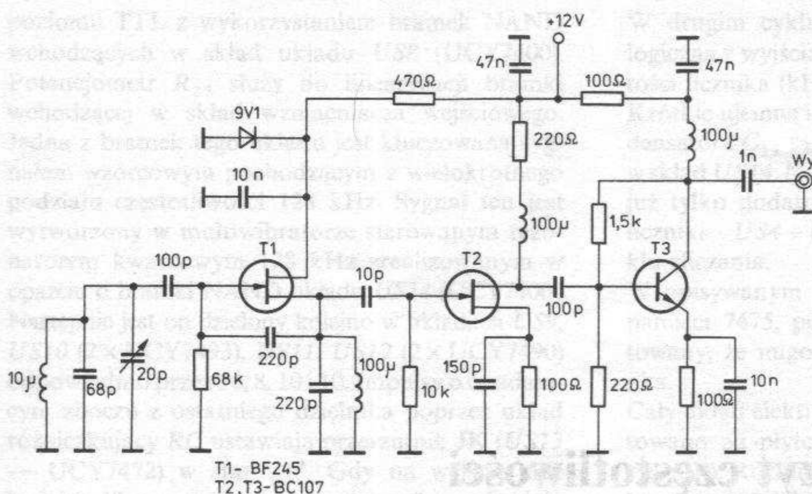
Na wyjściu dzielnika programowanego uzyskuje się na każdym podzakresie częstotliwość 62,5 kHz, która następnie jest podawana na jedno z wejść detektora fazy (*US8*). Na drugie wejście tego detektora przychodzą impulsy częstotliwości wzorcowej, również 62,5 kHz, uzyskiwane z częstotliwości 1 MHz poprzez podział przez 16 w dzielniku *US10* (UCY7493). Generator kwarcowy 1 MHz pracuje na tranzystorze *T8*. Tranzystor *T9* i bramka *B3* stanowią separator i układ formowania impulsów TTL. Generator ten można wykonać również na bramkach, lecz zastosowany układ zapewnia większą stabilność częstotliwości, bardzo potrzebną przy takiej konstrukcji syntezera.

Cały układ syntezera zmontowano na jednej płytce drukowanej przedstawionej na rys. 2.17b. Rozmieszczenie elementów na płytce drukowanej przedstawiono na rys. 2.17c. Ze względu na dość skomplikowany układ połączeń wykonano szereg dodatkowych połączeń przewodem izolowanym. Anody diod matrycy programującej wejścia układów *US6*, *US7*, *US13* wlutowano pionowo, katody zaś z danego zakresu zwarto przestrzennie odcinkiem drutu srebrzonego i połączono ośmiożyłowym przewodem z gniazdem wyjściowym (przełącznik pasm).

Przy uruchamianiu układu w pierwszej kolejności należy zmontować układy generatorów. Liczbę zwojów poszczególnych cewek przedstawiono w tablicy 2.6. Następnie przy rozwartych pętlach PLL (rozlutowane połączenia *1—1'* i *2—2'*) należy sprawdzić działanie przełącznika elektronicznego, np. przez zwieranie do masy kolejnych punktów matrycy i kontrolę napięcia na odpowiednich cewkach. Przy podaniu masy np. na styk *80* na cewce L_{80} powinno pojawić się napięcie zbliżone do 12 V, na pozostałych zaś cewkach około 0,3 V. Przy podaniu masy na jeden ze styków *10* (*A*, *B*, *C*, *D*) na cewce L_{10} powinno być zawsze 12 V. Przy polaryzacji diody pojemnościowej *D3* napięciem 6 V ustawiamy rdzenie w cewkach L_{10}÷L_{80} obserwując częstotliwość wyjściową (patrz tablica 2.5). Napięcie 6 V najłatwiej uzyskać z dzielnika składającego się z dwóch jednakowych rezystorów o wartościach np. 10 kΩ przylutowanych do masy i +12 V. Również rdzeń w cewce *L* ustawia się przy spolaryzowaniu diody *D6* napięciem 6 V i zmierzeniu częstotliwości na wyjściu VCO odn. Wartość częstotliwości powinna być zbliżona do 38 MHz. Na zakresie 21 MHz (przełącznik w pozycji *15*) należy dobrać pojemność kondensatora C_{31} (na początku może to być trymer) tak, by częstotliwość na wyjściu była zbliżona do 14 MHz. Częstotliwość ta nie powinna ulec zmianie w pozycji *40*. W pozycji *20* trzeba dobrać pojemność C_{30} na wartość częstotliwości wyjściowej zbliżonej do 10,5 MHz. Częstotliwość ta również nie powinna ulec zmianie po przełączeniu przełącznika w pozycję *80*. Po wstępnym zestrojeniu cewek można sprawdzić zakresy zmian częstotliwości przy zmianie napięcia podanego na diodę w granicach 3÷9 V (np. za pośrednictwem poten-

Tablica 2.6. Dane techniczne cewek syntezera

Oznaczenia	Zakres częstotliwości [MHz]	Liczba zwojów	Średnica drutu [mm]
L_{80}	12,5÷13,0	24	0,1
L_{40}	16,0÷16,5	20	0,2
L_{20}	23,0÷23,5	14	0,3
L_{15}	30,0÷30,5	9	0,3
L_{10}	37,0÷39,0	8	0,3
L	10,5÷18,25	20	0,2



Rys. 2.18. Schemat ideowy generatora VFO

cjometru). Po tych regulacjach i sprawdzeniach można być pewnym, że jeśli układ cyfrowy będzie wykonany bezbłędnie z zastosowaniem sprawnych układów scalonych, to syntezer musi pracować poprawnie. Można wtedy dokonać zamknięcia pętli PLL (połączyć *1* z *1'* i *2* z *2'*).

Do sprawdzenia pracy detektorów fazy można użyć oscyloskopu. Korekcji częstotliwości 1 MHz należy dokonać przez dobranie wartości kondenstora C_{19}. Operacja ta jest bardzo ważna, ponieważ przy złej korekcji początki pasm wypadają w różnych miejscach na skali.

Przy pomocy sondy logicznej należy sprawdzić poprawność kodu na wejściach programujących układów *US6* i *US7*. Poszczególne stany powinny być zgodne z tablicą 2.5. Również przy pomocy sondy logicznej można skontrolować obecność przebiegów TTL na wejściach i wyjściach detektorów faz.

Po doprowadzeniu sygnału z VFO o częstotliwości 4 ÷ 5 MHz należy zmierzyć częstotliwość impulsów na wejściach układu *US3*. Powinna ona mieścić się w przedziale 2 ÷ 2,5 MHz. Częstotliwość impulsów na wejściach *3* i *11* układu *US8* powinna wynosić dokładnie 62,5 kHz (stan synchronizmu). Jeżeli na wejściu *11* układu *US8* jest inna wartość, to należy jeszcze raz skontrolować dzielniki częstotliwości oraz częstotliwość VCO odn. Na zakończenie sprawdzania należy dołączyć częstościomierz do wyjścia syntezera i skontrolować poprawność zmian częstotliwości w funkcji zmian VFO. Należy również sprawdzić zakres zmian napięcia na diodach pojemnościowych. Przy przestrajaniu VFO napięcie w punkcie *1'* powinno oscylować wokół wartości 6 V, ponieważ wtedy jest gwarancja, że syntezer będzie mało wrażliwy na czynniki destabilizujące.

Należy dodać, że płytka montażowa pozostawia możliwość dorobienia jeszcze jednego podzakresu (wolne miejsca na wstawienie cewki VCO oraz diod programujących). Można wykorzystać to w celu uzyskania jednego z nowszych pasm lub do radiotelefonu FM po powieleniu × 4.

Wyprowadzone sygnały VCO (TTL) oraz 500 kHz zostały wykorzystane do skali cyfrowej.

W opisie nie przedstawiono układu VFO, ponieważ można tu wykorzystać każdy układ o częstotliwości 4 ÷ 5 MHz i napięciu wyjściowym rzędu 0,5 ÷ 1,0 V, pamiętając jednak, że układ musi pracować bardzo stabilnie. W modelowym rozwiązaniu wykorzystano układ przedstawiony na rys. 2.18. Generator pracuje na tranzystorze polowym *T1* w układzie Seylera, separator zaś stanowią tranzystory *T2* i *T3*. Układ VFO został bardzo starannie zaekranowany i oklejony warstwą styropianu.

3

Cyfrowy odczyt częstotliwości

Cyfrowy odczyt częstotliwości, czyli tak zwana elektroniczna skala cyfrowa, jest coraz częściej stosowany w amatorskich transceiverach KF. Wykonanie skali mechanicznej o rozdzielczości 1 kHz jest bardzo trudne. Skala taka charakteryzuje się mniejszą dokładnością w porównaniu ze skalą cyfrową.

Stosuje się kilka sposobów realizacji cyfrowego odczytu częstotliwości. Pierwszy z nich polega na bezpośrednim pomiarze częstotliwości VFO i jest stosowany w urządzeniach o bezpośredniej przemianie częstotliwości oraz w urządzeniach, gdzie częstotliwość pracy VFO wynosi np. 5 ÷ 5,5 MHz dla filtru 9 MHz i jej przyrostowi odpowiada przyrost częstotliwości w zakresie pasma amatorskiego. Wyświetlanie wyniku dokonuje się tylko od setek kHz (pomija się dwie cyfry MHz). Metodę taką stosuje się również przy wykorzystaniu przystawki mieszającej, która dokonuje odejmowania dwóch częstotliwości składowych (VFO i BFO).

Najczęściej spotykanym rozwiązaniem cyfrowego odczytu częstotliwości zarówno w konstrukcjach fabrycznych, jak i w amatorskich, jest programowany miernik częstotliwości, gdzie wykorzystuje się programową dekadę rewersyjną. W kraju wykorzystuje się jedyny dostępny układ scalony UCY74192. Właściwością tych układów jest możliwość zliczania impulsów w dół lub w górę (możliwość dodawania i odejmowania). Dekada ta ma również wejścia programujące, do których doprowadza się program w zależności od wartości częstotliwości pośredniej transceivera. Przed każdym otwarciem bramki głównej do wszystkich wejść ustawiających dekady podaje się impuls powodujący przepisanie zaprogramowanej wartości z wejść programujących do wyjść. Po doprowadzeniu do wejścia dekady sygnału VFO zbramkowanego impulsem wzorcowym, na wyjściu pojawią się stany będące sumą algebraiczną liczby zaprogramowanej i mierzonej. Jedną z wad tego systemu pomiaru jest konieczność przełączania programu w zależności od zakresu pracy urządzenia.

Większość produkowanych obecnie na świecie urządzeń radiokomunikacyjnych jest wyposażona w cyfrowy odczyt częstotliwości wykonany na jednym wyspecjalizowanym układzie scalonym o dużej skali integracji. Niestety, układy takie są trudne do zdobycia i kosztowne.

3.1. Prosta skala częstotliwości

Przedstawiony na rys. 3.1 schemat miernika częstotliwości był stosowany w transceiverze OK1DY, opisanym w miesięczniku „Amatorskie Radio" 7/88. Układ ten umożliwia pomiar częstotliwości generatora VFO do około 20 MHz i wyświetlanie trzycyfrowego wyniku dotyczącego zakresu kHz. Przystosowany jest on do transceiverów, w których zastosowano filtr kwarcowy częstotliwości pośredniej o „okrągłej" wartości, np. 9,000 MHz czy 5,000 MHz. Częstotliwość VFO powinna wtedy być większa od częstotliwości pośredniej na pasmach poniżej 10 MHz o wartość częstotliwości pracy, na pasmach zaś wyższych od 10 MHz — mniejsza o tę samą wartość. Przy filtrze PP9 na częstotliwości pracy 3,5 MHz częstotliwość VFO powinna wynosić 12,5 MHz, a dla 14 MHz — 5 MHz. Będzie wtedy wyświetlany wynik odpowiednio 500 i 000. Jak widać na powyższym przykładzie, miernik ten ma ograniczone zastosowanie i nie nadaje się bezpośrednio do każdego transceivera.

W opisywanym układzie zastosowano 14 popularnych układów scalonych TTL. Mierzony sygnał VFO podlega wzmocnieniu i ukształtowaniu do

poziomu TTL z wykorzystaniem bramek NAND wchodzących w skład układu *US8* (UCY7400). Potencjometr R_{27} służy do linearyzacji bramki wchodzącej w skład wzmacniacza wejściowego. Jedna z bramek tego układu jest kluczowana sygnałem wzorcowym pochodzącym z wielokrotnego podziału częstotliwości 128 kHz. Sygnał ten jest wytworzony w multiwibratorze sterowanym rezonatorem kwarcowym 128 kHz zrealizowanym w oparciu o bramki NAND układu *US14* (UCY7400). Następnie jest on dzielony kolejno w układach *US9*, *US10* (2 × UCY7493), *US11*, *US12* (2 × UCY7490) odpowiednio przez 16, 8, 10 i 10. Impulsy o opadającym zboczu z ostatniego dzielnika poprzez układ różniczkujący *RC* ustawiają przerzutnik JK (*US13* — UCY7472) w stan „1". Gdy na wejściu *CK* będzie „1", to na wyjściu przerzutnika pojawiają się impulsy 5 Hz. Z wyjścia $\bar{Q}$ przerzutnika pobierane są impulsy otwierające bramkę licznika pomiarowego (wyprowadzenie *10* układu *US8*). Na drugie wejście tej bramki (wyprowadzenie *9* układu *US8*) są podawane uformowane impulsy mierzone. Impulsy z wyjścia bramki (wyprowadzenie *8* układu *US8*) są wstępnie dzielone przez 10 w układzie *US7* (UCY7490). Następnie impulsy są liczone w liczniku *US6*, *US5*, *US4* (3 × UCY7490). W momencie zliczania na wyjściu $\bar{Q}$ przerzutnika jest „0", które powoduje blokowanie dekoderów *US3*, *US2* i *US1* (UCY7447).

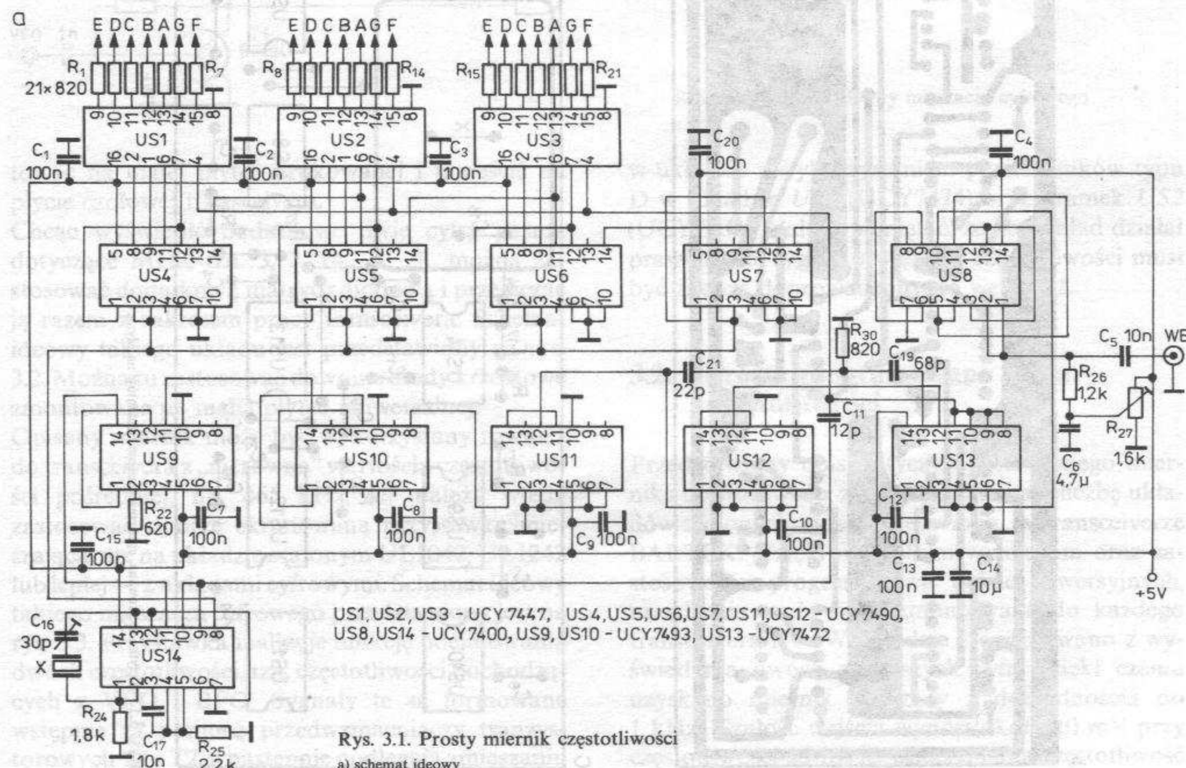
W drugim cyklu bramka jest zamknięta, a „1" logiczna z wyjścia $\bar{Q}$ powoduje wyświetlenie zawartości licznika (kHz).

Krótkie ujemne impulsy uzyskane za pomocą kondensatora C_{11} są podawane na bramkę wchodzącą w skład *US14*. Na wyjściu *8* układu *US14* impulsy te już tylko dodatnie o czasie trwania 10 ns zerują liczniki *US4* ÷ *US7* przed rozpoczęciem cyklu zliczania.

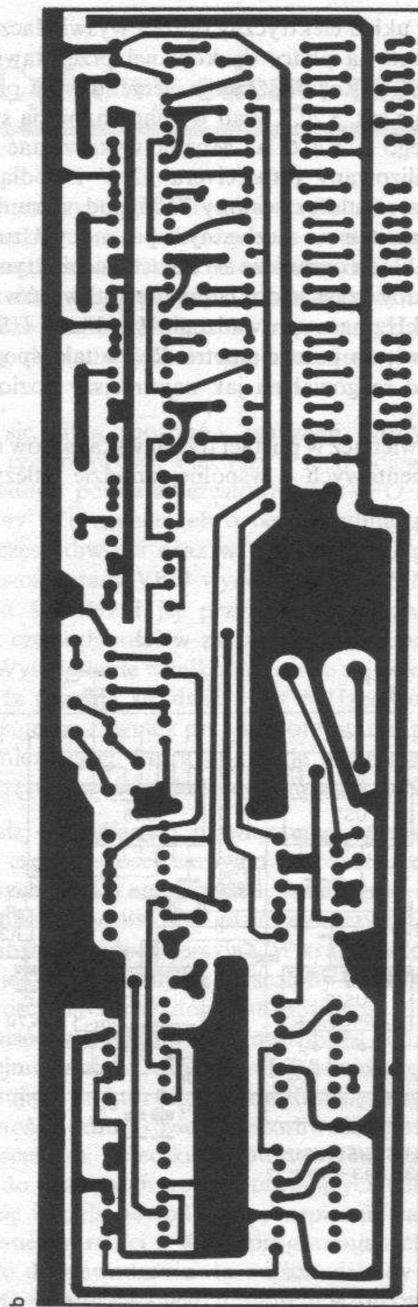
W opisywanym mierniku nie stosowano zespołu pamięci 7475, ponieważ układ jest tak zaprojektowany, że migotanie cyfr jest niezauważalne dla oka.

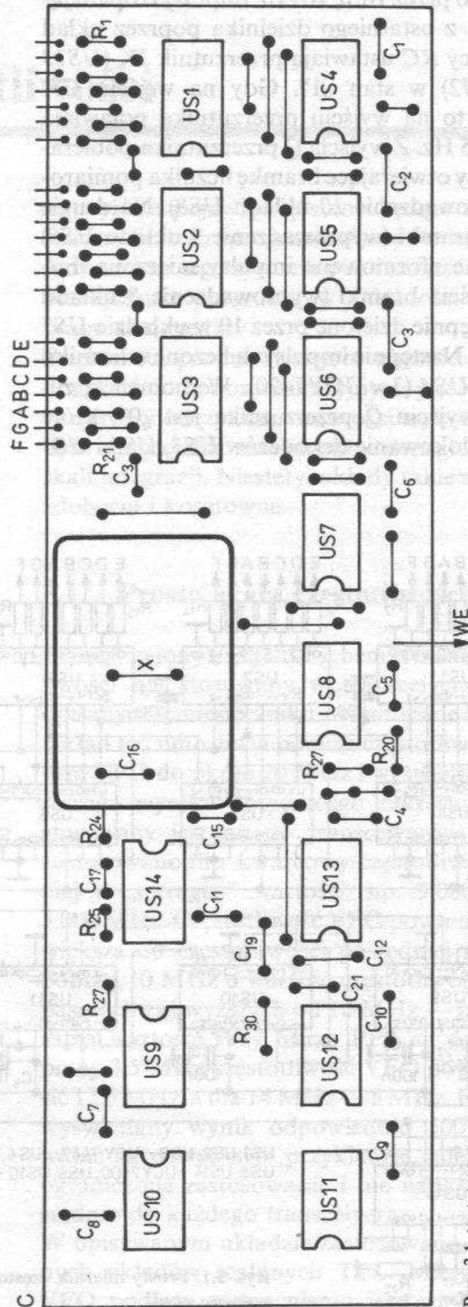
Cały układ elektryczny oprócz wyświetlaczy zmontowano na płytce drukowanej przedstawionej na rys. 3.1b. Rozmieszczenie elementów na płytce pokazuje rys. 3.2c. Układ wymaga napięcia stabilizowanego 5 V/0,6 A. Można wykorzystać zasilacz stabilizowany transceivera 12 V i podłączyć do niego regulator scalony 7505 pod warunkiem, że zasilacz ten ma niezbędny zapas mocy. Uruchomienie układu ogranicza się do ustawienia trymera C_{16} tak, aby uzyskać dokładną częstotliwość wzorcową 128 kHz na wyprowadzeniu *11* układu *US14*, oraz ustawienia potencjometru R_{27} w taki sposób, aby układ reagował na jak najmniejszy poziom wejściowy.

Wyświetlacz w postaci trzech wskaźników siedmiosegmentowych o wspólnej anodzie należy zmon-

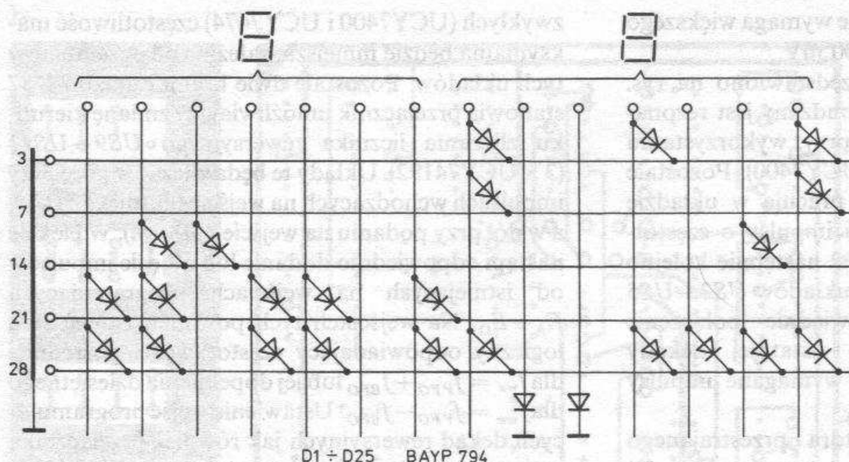


Rys. 3.1. Prosty miernik częstotliwości
a) schemat ideowy

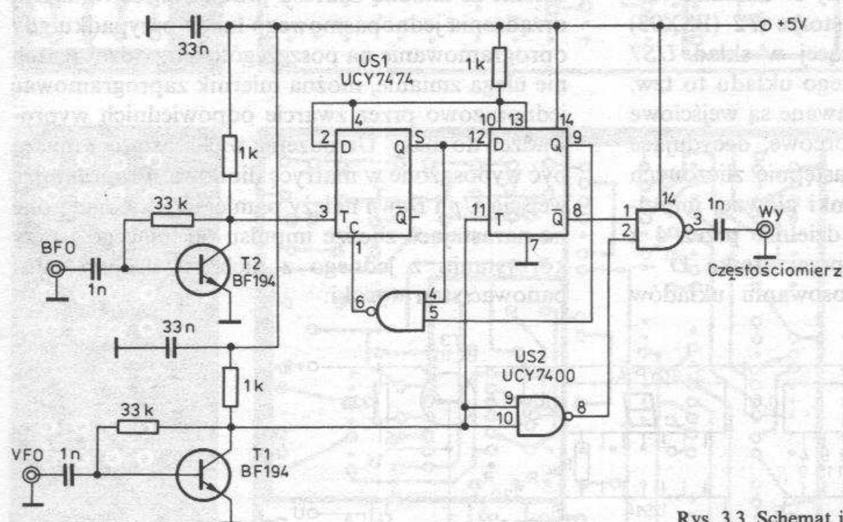




Rys. 3.1. b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów na płytce



Rys. 3.2. Schemat ideowy matrycy diodowej do wyświetlania cyfr MHz w transceiverze KF



Rys. 3.3. Schemat ideowy mieszacza cyfrowego

tować na małej płytce drukowanej i umieścić na płycie czołowej transceivera.

Chcąc wyświetlić dodatkowe dwie cyfry pasma dotyczące MHz, tzn. 3, 7, 14, 21, 28, można zastosować dodatkową matrycę diodową i przełączać ją razem z zakresem pracy transceivera. Schemat ideowy takiego układu jest przedstawiony na rys. 3.2. Można tu zastosować dowolne diody krzemowe zmontowane na małej płytce uniwersalnej.

Opisany miernik może być wykorzystany również do transceivera z „nierówną" wartością częstotliwości pośredniej, np. 465 kHz, ale należy wtedy zastosować dobrze ekranowaną przystawkę mieszającą, np. na układzie scalonym UL1042, UL1242 lub lepiej — z układami cyfrowymi. Schemat ideowy takiego mieszacza cyfrowego przedstawiony jest na rys. 3.3. Przystawka realizuje funkcję odejmowania dwóch częstotliwości, tzn. częstotliwości pochodzących z VFO i BFO. Sygnały te są formowane wstępnie za pomocą przedwzmacniaczy tranzystorowych *T1* i *T2*, a następnie podlegają zmieszaniu w układzie z wykorzystaniem przerzutników typu D w układzie *US1* (UCY7474) oraz bramek *US2* (UCY7400). Należy pamiętać, że aby układ działał prawidłowo, sygnał o większej częstotliwości musi być zawsze doprowadzony do wejścia *1*.

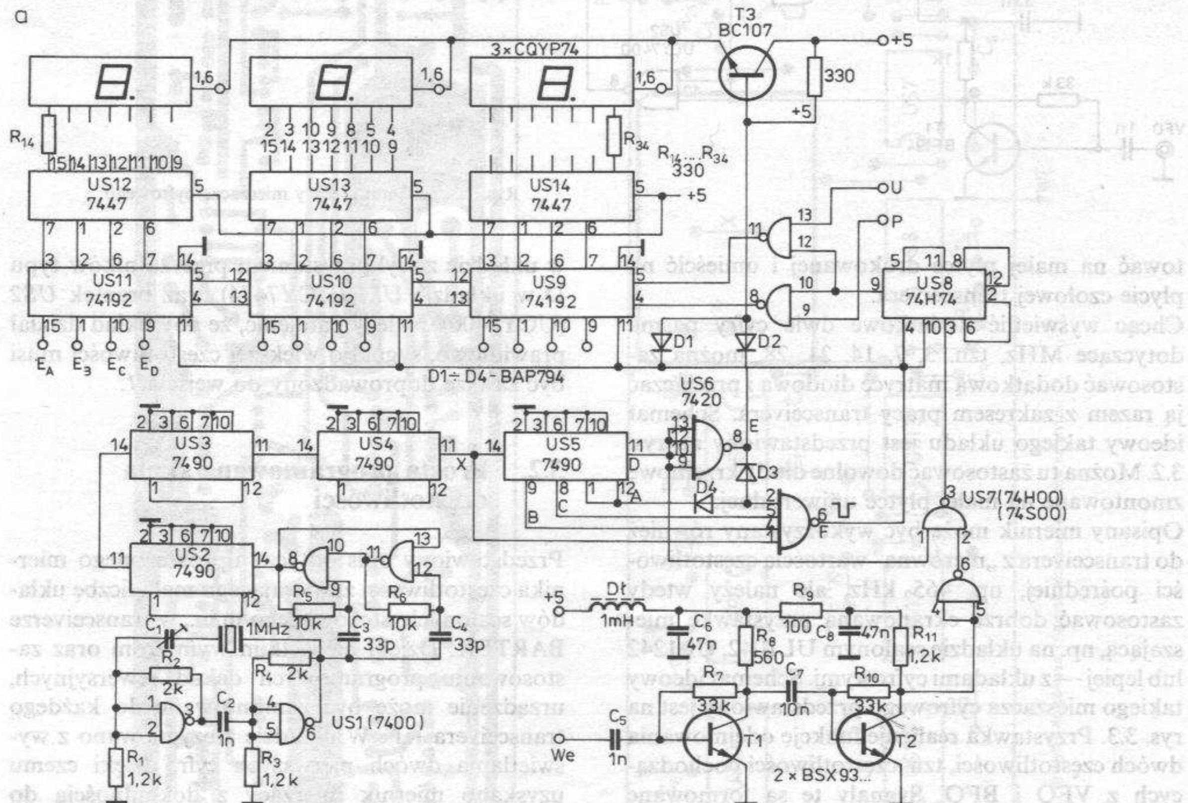
3.2. Prosta programowana skala częstotliwości

Przedstawiony opis dotyczy uproszczonego miernika częstotliwości zawierającego małą liczbę układów scalonych, stosowanego m.in., w transceiverze BARTEK. Dzięki niewielkim wymiarom oraz zastosowaniu programowych dekad rewersyjnych, urządzenie może być zamontowane do każdego transceivera KF. W układzie zrezygnowano z wyświetlania dwóch pierwszych cyfr, dzięki czemu uzyskano miernik mierzący z dokładnością do 1 kHz. Czułość wejścia wynosi około 10 mV przy częstotliwości 25 MHz. Maksymalna częstotliwość

pracy wynosi około 35 MHz, ale wymaga większego poziomu napięcia, tj. około 200 mV.

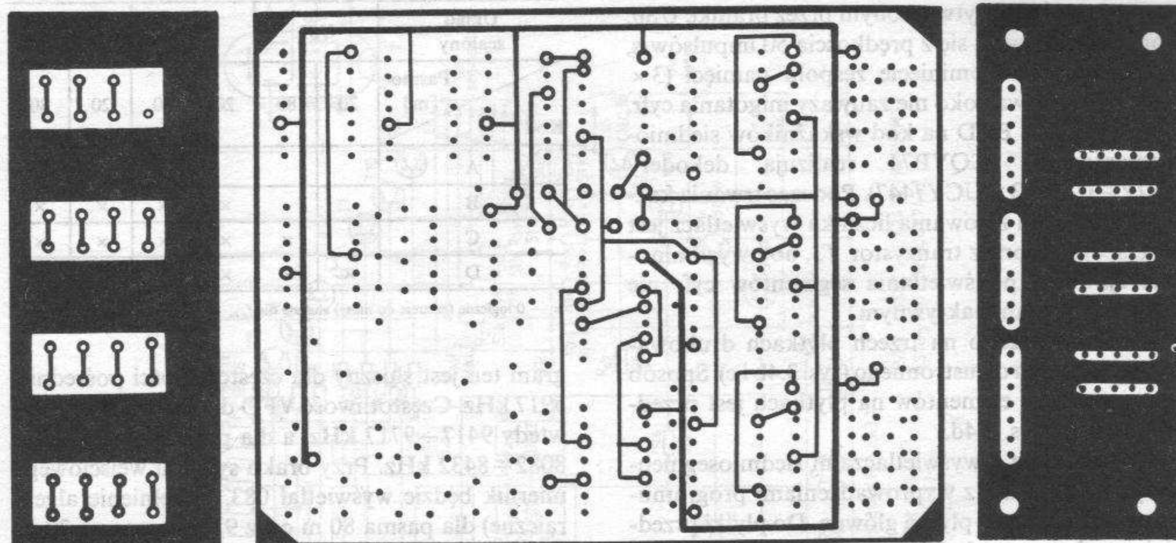
Schemat ideowy miernika przedstawiono na rys. 3.4a. Generator wzorcowy wzbudzany jest rezonatorem kwarcowym 1 MHz przy wykorzystaniu dwóch bramek układu *US1* (UCY7400). Pozostałe dwie bramki takiego układu pracują w układzie przerzutnika dając na wyjściu impulsy o częstotliwości 500 kHz. Sygnał ten jest następnie kolejno dzielony przez 10 w każdym z układów *US2*÷*US5* (4×UCY7490). Przez odpowiednie połączenie układu *US6* (UCY7420) i ostatniej dekady UCY7490 — *US5* uzyskano wymagane impulsy sterujące licznikiem.

Sygnał wejściowy z generatora przestrajanego (VFO) jest wzmacniany na tranzystorze *T1* (BSX93), a następnie formowany w układzie formowania impulsów na tranzystorze *T2* (BSX93) oraz szybkiej bramce wchodzącej w skład *US7* (UCY74H00). Druga bramka tego układu to tzw. bramka główna, na którą podawane są wejściowe impulsy prostokątne oraz wzorcowe, decydujące o ilości przepuszczonych, a następnie zliczonych impulsów wejściowych. Z bramki głównej impulsy są podawane na wstępny dzielnik przez 4 z wykorzystaniem podwójnego przerzutnika D — UCY74H74 (*US8*). Przy zastosowaniu układów zwykłych (UCY7400 i UCY7474) częstotliwość maksymalna będzie mniejsza, zależnie od egzemplarzy tych układów. Pozostałe dwie bramki układu *US7* stanowią przełącznik umożliwiający zmianę kierunku zliczania licznika rewersyjnego *US9*÷*US11* (3×UCY74192). Układy te będą zliczać w górę przy impulsach wchodzących na wejście taktujące *5* (*Up*), a w dół przy podaniu na wejście *4* (*Down*). W efekcie nastąpi odpowiednio dodanie lub odjęcie impulsów od istniejących na wejściach programujących $E_A \div E_D$. Na wejściach tych powinien istnieć stan logiczny odpowiadający częstotliwości pośredniej dla $f_{we} = f_{VFO} + f_{BFO}$ lub jej dopełnienia dziesiętnego dla $f_{we} = f_{VFO} - f_{BFO}$. Ustawienie wejść programujących dekad rewersyjnych jak również przełącznika zmiany kierunku liczenia musi odbywać się jednocześnie ze zmianą zakresu pracy transceivera. Dla urządzenia jednopasmowego lub w przypadku gdy oprogramowanie na poszczególnych podzakresach nie ulega zmianie, można miernik zaprogramować jednorazowo przez zwarcie odpowiednich wyprowadzeń do masy. Urządzenia wielopasmowe muszą być wyposażone w matrycę diodową. Programując wejścia *Up* i *Down* należy pamiętać, że reagują one na narastające zbocze impulsu taktującego i przy korzystaniu z jednego z nich na drugim musi panować stan wysoki.

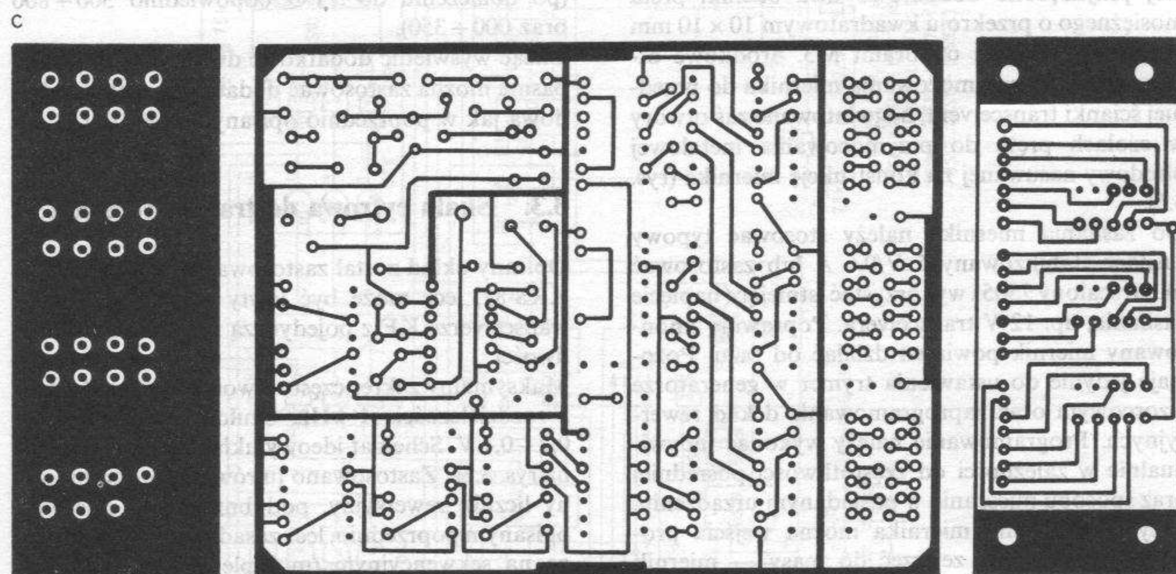


Rys. 3.4. Prosty programowany miernik częstotliwości
a) schemat ideowy, b i c) płytki drukowane, d) rozmieszczenie elementów na płytkach

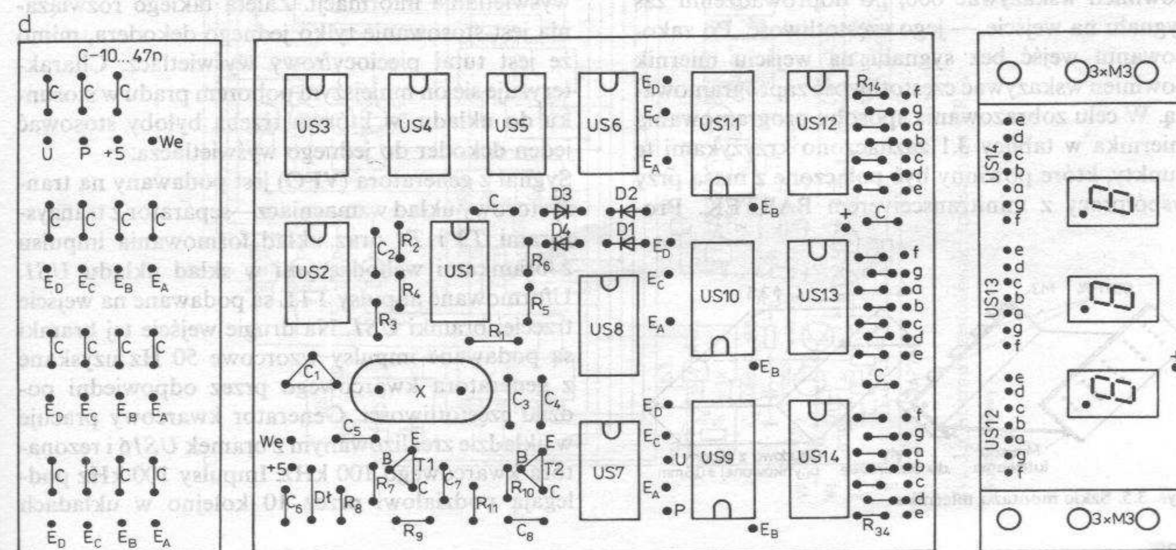
b



c



d

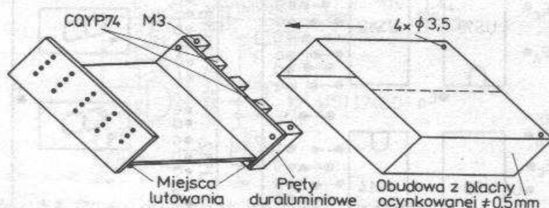

C−10...47n
C
U
P
+5
We
ED
EC
EB
EA
US3
US4
US5
US6
US11
US12
R14
US2
US1
US8
US10
US13
US7
US9
US14
R34
D1
D2
D3
D4
C1
C2
C3
C4
C5
C6
C7
C8
R1
R2
R4
R5
R6
R7
R8
R9
R10
R11
X
T1
T2
B
E
Dt
3×M3
US14
US13
US12
a
b
c
d
e
f
g

Wpis częstotliwości programującej odbywa się ujemnym impulsem wytworzonym przez bramkę *US6*. Pomiary odbywają się z prędkością 50 impulsów/s, co pozwala na pominięcie zespołu pamięci (3 × × 7475), ponieważ oko nie zauważy migotania cyfr. Zamianę kodu BCD na kod wskaźników siedmiosegmentowych CQYP74 realizują dekodery *US12* ÷ *US14* (3 × UCY7447). Podczas trwania każdego pomiaru i zerowania licznika wyświetlacz jest wygaszony poprzez tranzystor *T3*, aby wyeliminować zjawisko podświetlania segmentów cyfr nie będących w stanie aktywnym.

Miernik wykonano na trzech płytkach drukowanych z laminatu dwustronnego (rys. 3.4b i c). Sposób rozmieszczenia elementów na płytkach jest przedstawiony na rys. 3.4d.

Płytkę przednią z wyświetlaczami siedmiosegmentowymi oraz tylną z wyprowadzeniami programującymi zlutowano z płytką główną. Do płytki przedniej przykręcono dodatkowo dwa odcinki pręta mosiężnego o przekroju kwadratowym 10 × 10 mm z nagwintowanymi otworami M3. Środkowe otwory służą do przymocowania miernika do przedniej ścianki transceivera, nagwintowane zaś otwory w czołach pręta do przymocowania metalowej obudowy nasuwanej na konstrukcję miernika (rys. 3.5).

Do zasilania miernika należy stosować typowy zasilacz stabilizowany 5 V/0,6 A lub zastosować układ scalony 7505 i wykorzystać istniejące napięcie zasilania, np. 12 V transceivera. Poprawnie zmontowany miernik powinien działać od razu. Pozostaje jedynie do ustawienia trymer w generatorze wzorcowym oraz zaprogramowanie dekad rewersyjnych. Programowanie należy wykonać indywidualnie w zależności od częstotliwości pośredniej oraz sposobu mieszania w posiadanym urządzeniu. Przy sprawdzaniu miernika można wejścia programujące $E_A \div E_D$ zewrzeć do masy — miernik powinien wskazywać 000, po doprowadzeniu zaś sygnału na wejście — jego częstotliwość. Po zakodowaniu wejść bez sygnału na wejściu miernik powinien wskazywać częstotliwość zaprogramowaną. W celu zobrazowania sposobu programowania miernika w tablicy 3.1 zaznaczono krzyżykami te punkty, które powinny być połączone z masą przy współpracy z minitransceiverem BARTEK. Pro-



Rys. 3.5. Szkic montażu miernika

T a b l i c a 3.1. Przykładowy sposób zaprogramowania miernika

Układ scalony	*US9*		*US10*		*US11*	
Kod \ Pasmo [m]	20	80	20	80	20	80
A				×		×
B			×	×	×	×
C		×	×	×	×	×
D	×	×	×			×

× — 0 logiczne (zwarcie do masy) słuszne dla $f_{p.cz.}$ = 5917 kHz

gram ten jest słuszny dla częstotliwości pośredniej 5917 kHz. Częstotliwość VFO dla pasma 80 wynosi wtedy 9417 ÷ 9717 kHz, a dla pasma 20 m wynosi 8082 ÷ 8432 kHz. Przy braku sygnału wejściowego miernik będzie wyświetlał 083 (dopełnienie algebraiczne) dla pasma 80 m oraz 917 dla pasma 20 m, (po dołączeniu do VFO odpowiednio 500 ÷ 800 oraz 000 ÷ 350).

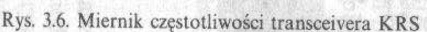
Chcąc wyświetlić dodatkowe dwie cyfry dotyczące pasma można zastosować dodatkową matrycę diodową jak w poprzednio opisanym mierniku.

3.3. Skala cyfrowa do transceivera KRS

Opisany układ został zastosowany w transceiverze KRS-81, lecz może być użyty w każdym innym transceiverze KF z pojedynczą przemianą częstotliwości.

Maksymalny zakres częstotliwości wynosi 35 MHz z rozdzielczością 1 kHz. Czułość wejścia wynosi 0,2 ÷ 0,4 V. Schemat ideowy układu przedstawiono na rys. 3.6a. Zastosowano tu również programowany licznik rewersyjny, podobnie jak w mierniku opisanym poprzednio, lecz zasadnicza różnica polega na sekwencyjnym (multipleksowym) sposobie wyświetlania informacji. Zaletą takiego rozwiązania jest stosowanie tylko jednego dekodera, mimo że jest tutaj pięciocyfrowy wyświetlacz. Charakteryzuje się on mniejszym poborem prądu w stosunku do układu, w którym trzeba byłoby stosować jeden dekoder do jednego wyświetlacza.

Sygnał z generatora (VFO) jest podawany na tranzystorowy układ wzmacniacz—separator z tranzystorami *T3* i *T4* oraz układ formowania impulsu z bramkami wchodzącymi w skład układu *US1*. Uformowane impulsy TTL są podawane na wejście trzeciej bramki *US1*. Na drugie wejście tej bramki są podawane impulsy wzorcowe 50 Hz uzyskane z generatora kwarcowego przez odpowiedni podział częstotliwości. Generator kwarcowy pracuje w układzie zrealizowanym z bramek *US16* i rezonatora kwarcowego 100 kHz. Impulsy 100 kHz podlegają podziałowi przez 10 kolejno w układach

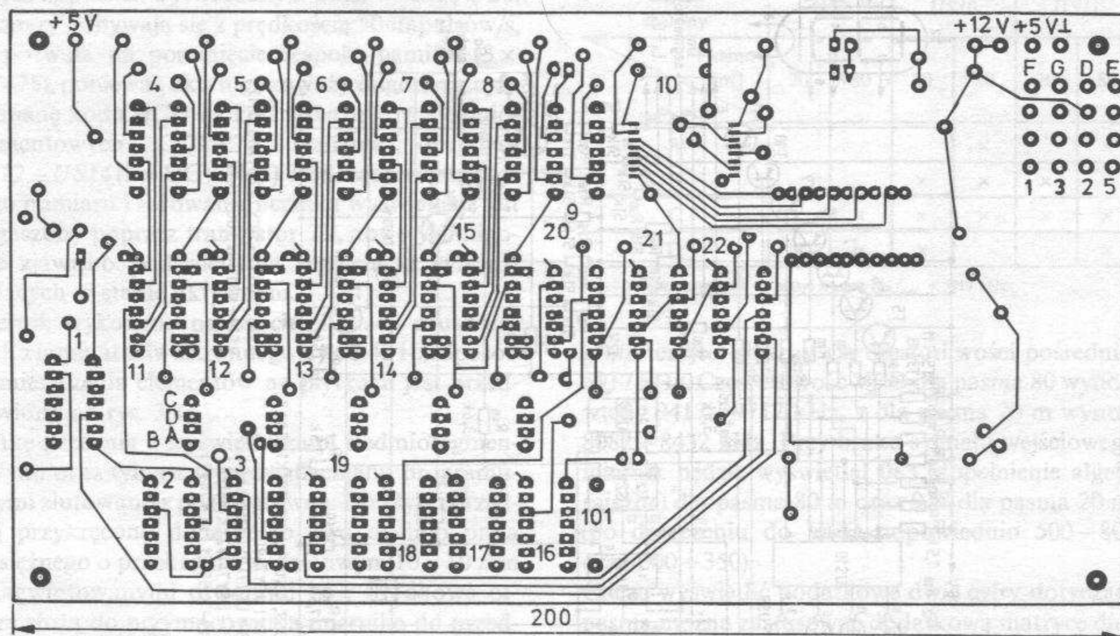


US1, US3, US9, US16 – UCY7400 (K155ŁA3)
US2 K155IE2 (UCY7490)
US4...US8 – UCY7401 (K155ŁA8)
US11...US15 – UCY74192 (K155IE6)
US17...US19 – K155IE1 (UCY7490)

US20...US22 – UCY7474 (K155TM2)
US10 – K511ID2 (UCY7447)

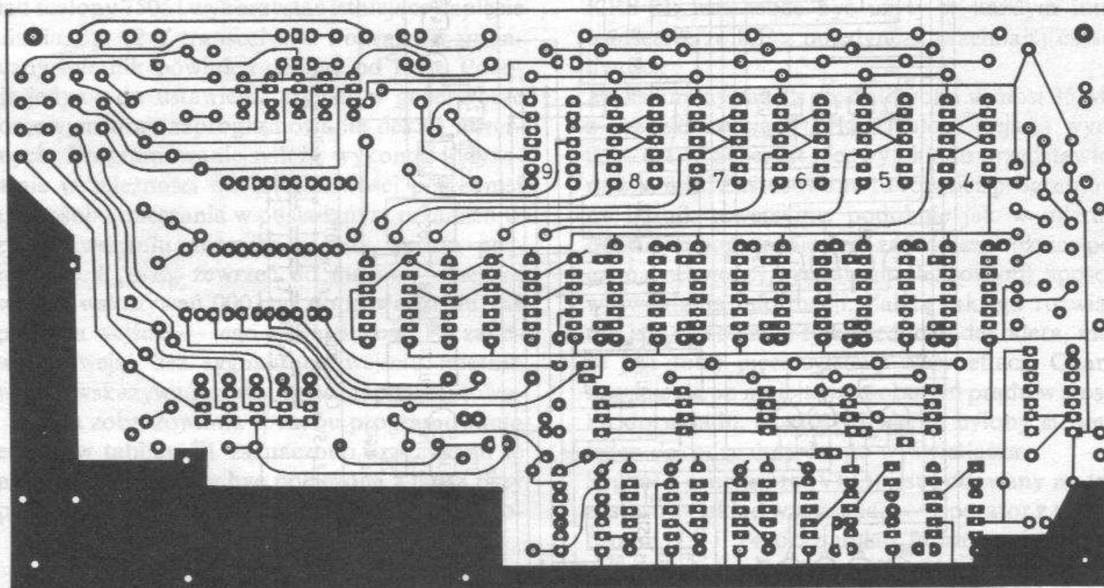
Rys. 3.6. Miernik częstotliwości transceivera KRS
a) schemat ideowy

b

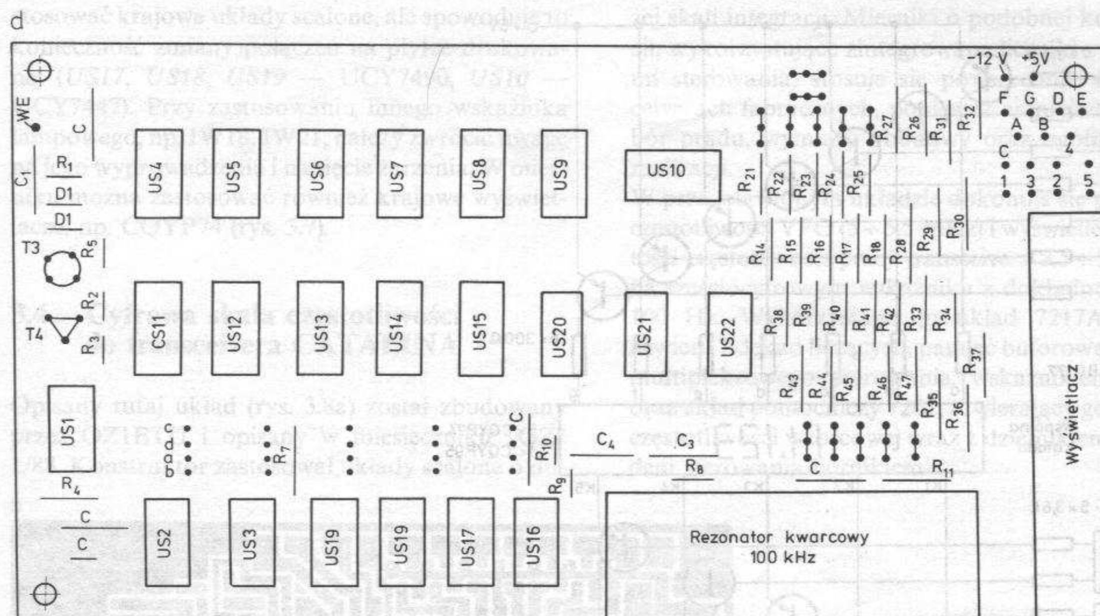


+5V
4
5
6
7
8
10
+12V +5V⊥
F G D E
1 3 2 5
9
20
21
22
15
1
11
12
13
14
C
D
B A
2
3
19
101
18
17
16
200

c



9
8
7
6
5
4



Rys. 3.6. b) i c) płytka drukowana od strony elementów i od strony wyprowadzeń, d) rozmieszczenie elementów na płytce

US17, *US18*, *US19*, a następnie przez 2 w przerzutniku typu D układu *US22*.

Z wyjścia bramki *3* układu *US1* impulsy są podawane na wstępny dzielnik przez 10 zrealizowany na układzie *US2*, a następnie na rewersyjny licznik *US11* ÷ *US15*. Jak już wspomniano, wyświetlanie informacji na siedmiosegmentowym wyświetlaczu lampowym typu IW6 odbywa się w systemie multipleksowym. Informacja podawana z liczników do dekodera *US10* jest doprowadzana synchronicznie z sygnałem przełączającym siatki wskaźników. Wskaźniki są przełączane z częstotliwością 1 kHz za pośrednictwem przerzutników typu D wchodzących w skład układów *US20* ÷ *US22* oraz tranzystorów *T12* ÷ *T16*. Do przełączania informacji służy zespół bramek z otwartym kolektorem *US4* ÷ *US8*. Informacja w kodzie BCD poprzez inwerter zrealizowany na bramkach układu *US9* zostaje zamieniona na kod wskaźników siedmiosegmentowych przy pomocy dekodera *US10*. Poszczególne segmenty wyświetlacza zasilane są poprzez tranzystory *T5* ÷ ÷ *T11*.

Wpis częstotliwości programowanej na wejścia $E_A \div E_D$ liczników *US11* ÷ *US15* jest dokonywany za pomocą odpowiednich połączeń z szynami oznaczonymi *a*, *b*, *c*, *d*. Łatwo zauważyć, że stany logiczne na szynach *c* i *d* są stałe na poszczególnych zakresach pracy transceivera ($c = 1$, $d = 0$), natomiast na *a* i *b* są zmienne. Na zakresach 1,8, 3,5, 7 MHz $a = 1$, $b = 0$, na zakresach 14, 21 i 28 MHz jest odwrotnie, czyli $a = 0$, $b = 1$. Zmiany stanów logicznych *a* i *b* dokonuje bramka układu *US3* sterowana z przełącznika zakresów transceivera.

Tablica 3.2. Tablica do kodowania miernika

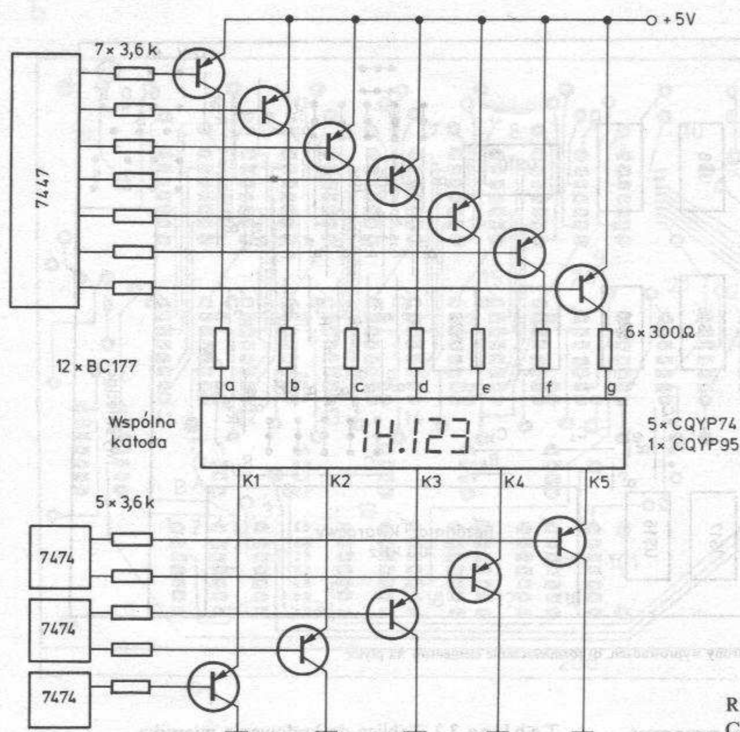
Szyny	Zakodowana cyfra									
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
a	9,15	9	10,15	10	15	—	15	—	15	—
b	—	15	—	15	—	15	10	10,15	9	9,15
c	—	—	1	1	10	10	1	1	—	—
d	1,10	1,10	9	9	1,9	1,9	9	9	1,10	1,10

Uwaga: — oznacza brak połączeń
Przy kodowaniu cyfry 0 należy wyprowadzenia *9* i *15* układu scalonego 74192 podłączyć do szyny *a*, wyprowadzenia zaś *1* i *10* do szyny *d* itd.

Ponieważ przedstawiona skala częstotliwości była stosowana w transceiverze KRS-81, dokonano wpisu częstotliwości pośredniej 5,084 MHz. Na zakresach 14, 21, 28 MHz zaprogramowano cyfry 05084, na zakresach zaś 1,8, 3,5, 7 MHz cyfry 94915 w kodzie *dcba*. Jeżeli zastosowane będą inne częstotliwości p.cz. (inne filtry kwarcowe w transceiverze), należy wprowadzić inny kod posługując się tablicą 3.2. Dla przykładu, chcąc zapisać cyfrę 9 do licznika *US15*, należy wprowadzenia *15* i *9* układu scalonego *US15* dołączyć do szyny *b*, a wyprowadzenia *1* i *10* do szyny *d*. Przy programowaniu w pasmach 1,8, 3,5, 7 MHz wpisujemy liczbę stanowiącą dopełnienie algebraiczne częstotliwości pośredniej wyliczoną ze wzoru:

$$k = 10^5 - f_{BFO} - 1$$

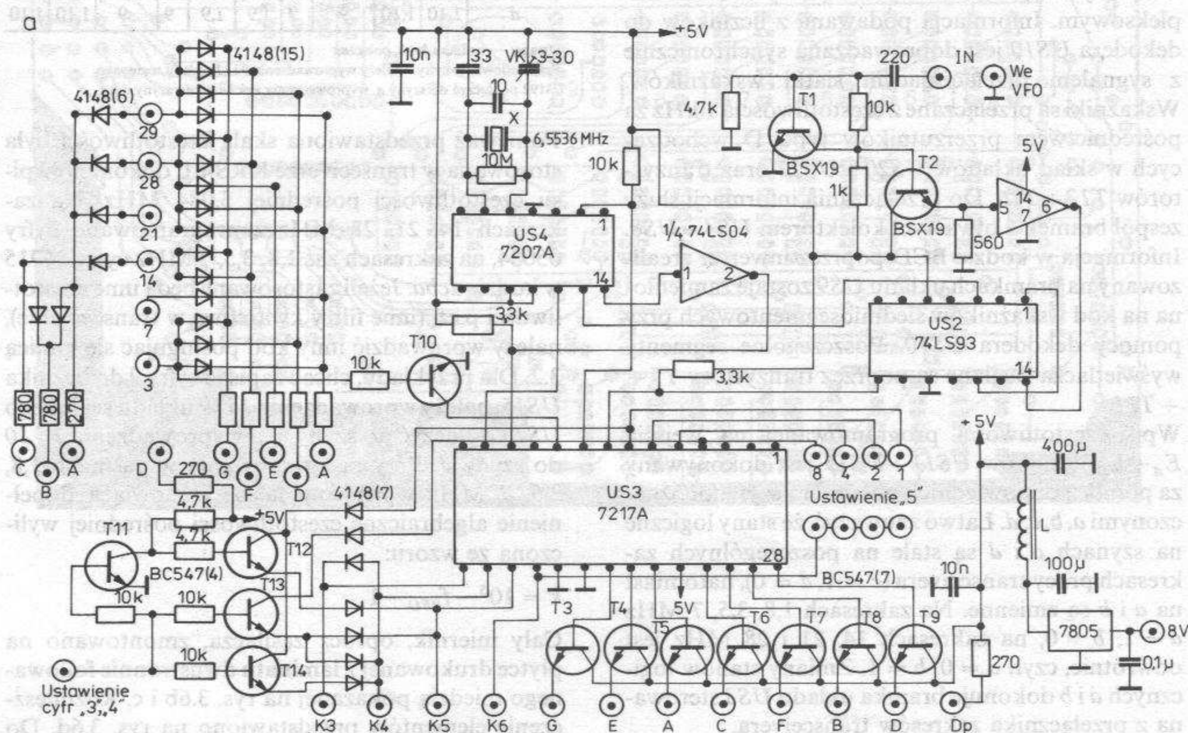
Cały miernik, oprócz zasilacza, zmontowano na płytce drukowanej z laminatu dwustronnie foliowanego miedzią pokazanej na rys. 3.6b i c. Rozmieszczenie elementów przedstawiono na rys. 3.6d. Do



Rys. 3.7. Sposób podłączenia wskaźników CQYP74

uruchomienia układu potrzebny jest zasilacz stabilizowany dający napięcie +5 V, −12 V oraz napięcie zmienne 1,5 V (żarzenie lampy wyświetlacza). Miernik zmontowany ze sprawnych elementów wymaga jedynie skorygowania częstotliwości generatora kwarcowego 100 kHz (dobrać kondensator C_3) oraz zaprogramowania. Zaprogramowana cyfra będzie wyświetlana na wyświetlaczu przy odłączonym sygnale wejściowym. Następnie doprowadzamy na wejście miernika sygnał z VFO. Wyświetlacz będzie wskazywał częstotliwość pracy transceivera.

Przy montowaniu opisanego układu można za-



stosować krajowe układy scalone, ale spowoduje to konieczność zmiany połączeń na płytce drukowanej (*US17*, *US18*, *US19* — UCY7490, *US10* — UCY7447). Przy zastosowaniu innego wskaźnika lampowego, np. IW18, IW21, należy zwrócić uwagę na jego wyprowadzenia i napięcie żarzenia. W mierniku można zastosować również krajowe wyświetlacze, np. CQYP74 (rys. 3.7).

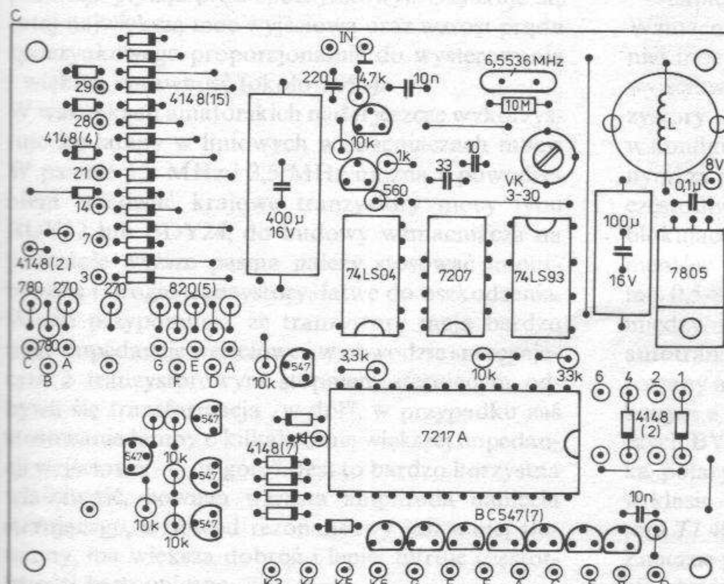
3.4. Cyfrowa skala częstotliwości do transceivera CATALINA

Opisany tutaj układ (rys. 3.8a) został zbudowany przez OZ1ETU i opisany w miesięczniku „OZ" 1/88. Konstruktor zastosował układy scalone o dużej skali integracji. Mierniki o podobnej konstrukcji, wykorzystujące zintegrowane liczniki z układami sterowania, stosuje się powszechnie w transceiverach fabrycznych, ponieważ zmniejsza to pobór prądu, wymiary obudowy oraz ogólny koszt realizacji.

W przedstawionym układzie dokonuje się pomiaru częstotliwości VFO (5 ÷ 5,5 MHz) i wyświetlenie wartości częstotliwości pracy transceivera 3,5 ÷ 30 MHz na sześciocyfrowym wskaźniku z dokładnością do 100 Hz. Wykorzystano tu układ 7217A, który zawiera 7 dekad liczących, pamięć buforową i układ multipleksowego sterowania wskaźnikiem LED oraz układ pomocniczy 7207, zawierający generator częstotliwości wzorcowej wraz z dzielnikiem i układem sterowania licznikiem.

b

c



Rys. 3.8. Miernik częstotliwości OZ1ETU

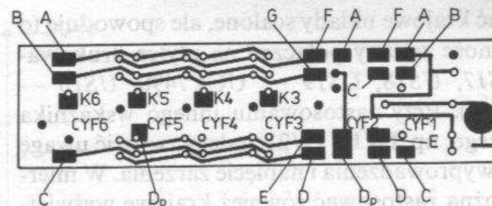
a) schemat ideowy, b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów na płytce

Sygnał mierzony jest formowany do poziomu TTL za pomocą tranzystorów *T1* i *T2* oraz inwertera wchodzącego w skład układu *US1* (74LS04), a następnie jest dzielony przez 8 i bramkowany w układzie *US2* (74LS93). Impulsy pomiarowe podawane są na wyprowadzenie *8* układu 7217A, zerujące na wyprowadzenie *12*, zapisujące na wyprowadzenie *9*, a multipleksowe na wyprowadzenie *13*. Sterowanie segmentów wskaźników (ze wspólną katodą) realizują tranzystory *T3* ÷ *T9*, sterowanie zaś katod jest dokonywane poprzez punkty *K3* ÷ *K6* (setki kHz ÷ setki Hz). Pierwsze dwie cyfry dotyczące MHz są uzyskiwane z przełącznika zakresów transceivera dzięki specjalnej matrycy diodowej, opisanej w p. 3.1.

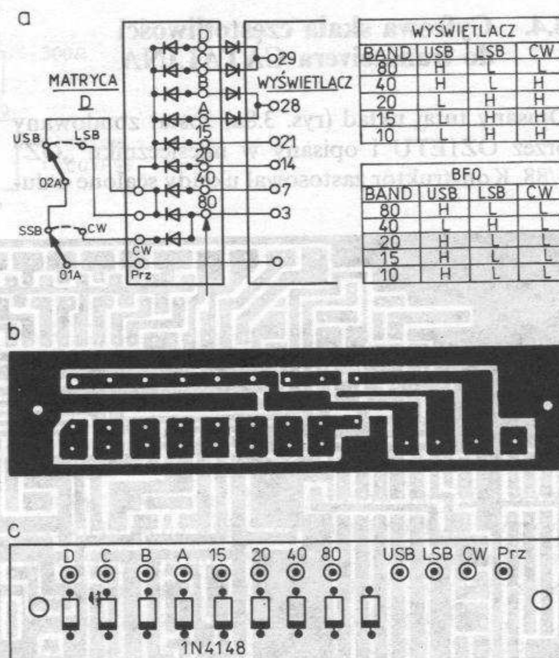
W układzie istnieje możliwość dodawania lub odejmowania odmierzonej wartości częstotliwości fali nośnej (9001,5 lub 8998,5 kHz). Dokonano więc wpisu liczby 1500. Diody dołączone do punktów *1* ÷ *4* kodują cyfrę 5 w kodzie BCD. Podanie zera logicznego na wyprowadzenie *10* układu 7217A powoduje zliczanie licznika do tyłu. Odbywa się to tylko w pasmie 80 m za pomocą tranzystora *T10*.

Miernik zmontowano na płytce drukowanej przedstawionej na rys. 3.8b. Rozmieszczenie elementów na płytce pokazuje rys. 3.8c. Przy zastosowaniu układu 7207A zamiast 7207 należy wymienić rezonator kwarcowy na 5,24288 MHz.

Na oddzielnej małej płytce zmontowano wskaźniki wyświetlacza (rys. 3.9), które połączono z punktami *K1* ÷ *K6* oraz *A* ÷ *G* na płytce głównej. Miernik współpracuje z kodującą matrycą diodową przedstawioną na rys. 3.10.



Rys. 3.9. Płytka drukowana pod wskaźniki cyfrowe



WYŚWIETLACZ			
BAND	USB	LSB	CW
80	H	L	L
40	H	L	H
20	L	H	H
15	L	H	H
10	L	H	H

BFO			
BAND	USB	LSB	CW
80	H	L	L
40	L	H	L
20	H	L	L
15	H	L	L
10	H	L	L

Rys. 3.10. Kodująca matryca diodowa

a) schemat, b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów na płytce

4

Liniowe wzmacniacze mocy

Zadaniem wzmacniacza mocy jest wytworzenie wymaganej mocy wielkiej częstotliwości i dostarczenie jej do anteny przy możliwie najmniejszej mocy sterującej z możliwie największą sprawnością. Wszystkie wzmacniacze w bloku nadajnika czy transceivera SSB muszą pracować liniowo. Z tego względu układy (tranzystorowe lub lampowe) powinny pracować w klasie A lub AB. Z klasą A mamy do czynienia wtedy, gdy punkt pracy znajduje się w pobliżu środka prostoliniowej części charakterystyki. Uzyskuje się wtedy największą czułość i najmniejsze zniekształcenia. Jednak ze względu na małą sprawność (około 30%) klasę taką stosuje się w przypadku stopni sterujących lub wyjściowych małej mocy. Najczęściej stosuje się klasę AB, gdzie punkt pracy jest ustawiony między punktem środkowym a punktem odcięcia (punkt, w którym przestaje płynąć prąd spoczynkowy). Uzyskuje się tutaj największą moc wyjściową oraz wzrost prądu spoczynkowego proporcjonalnie do wysterowania i większą sprawność (około 50%).

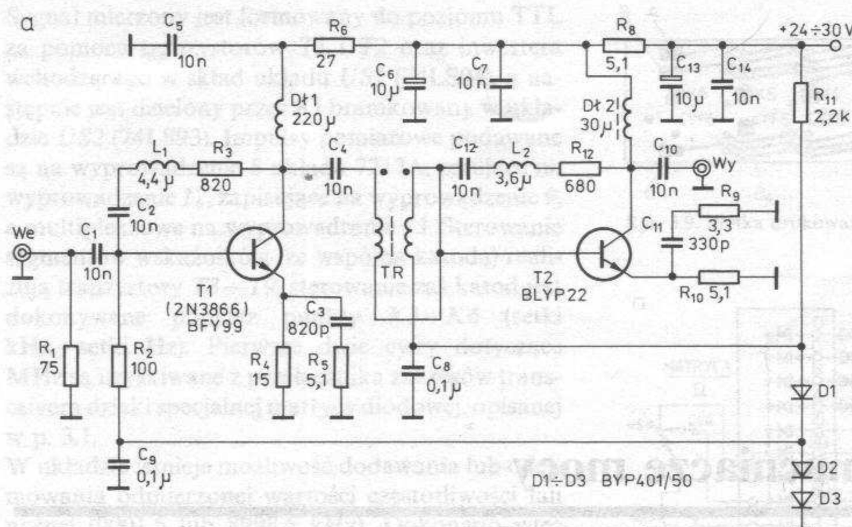
W warunkach amatorskich nadal jeszcze wykorzystuje się lampy w liniowych wzmacniaczach mocy. W pasmie 1,8 MHz i 3,5 MHz można z powodzeniem stosować krajowe tranzystory mocy typu BUY52 lub BDY24, do budowy wzmacniacza na pozostałe wyższe pasma należy stosować importowane i drogie tranzystory, łatwe do uszkodzenia. Warto przypomnieć, że tranzystory mają bardzo małe impedancje wejściowe i w obwodzie sprzęgającym z tranzystorowym stopniem sterującym odbywa się transformacja „w dół", w przypadku zaś stosowania lampy o kilkakrotnie większej impedancji wejściowej — „w górę". Jest to bardzo korzystna właściwość, bowiem wzrasta amplituda napięcia sterującego, a obwód rezonansowy jest mniej tłumiony, ma większą dobroć i lepiej filtruje częstotliwości harmoniczne.

4.1. Szerokopasmowy wzmacniacz — driver 3 W

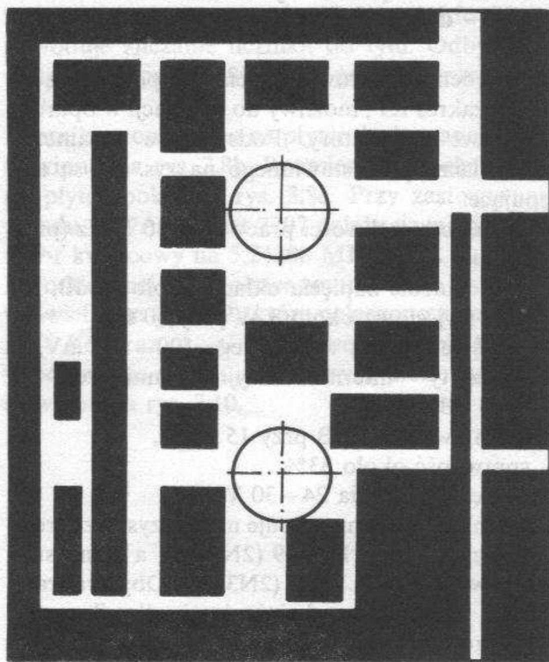
Jest to jeden z układów wzmacniacza pokrywającego cały zakres KF, możliwy do realizacji w oparciu o krajowe tranzystory. Podstawowe parametry wzmacniacza przedstawionego na rys. 4.1 są następujące:

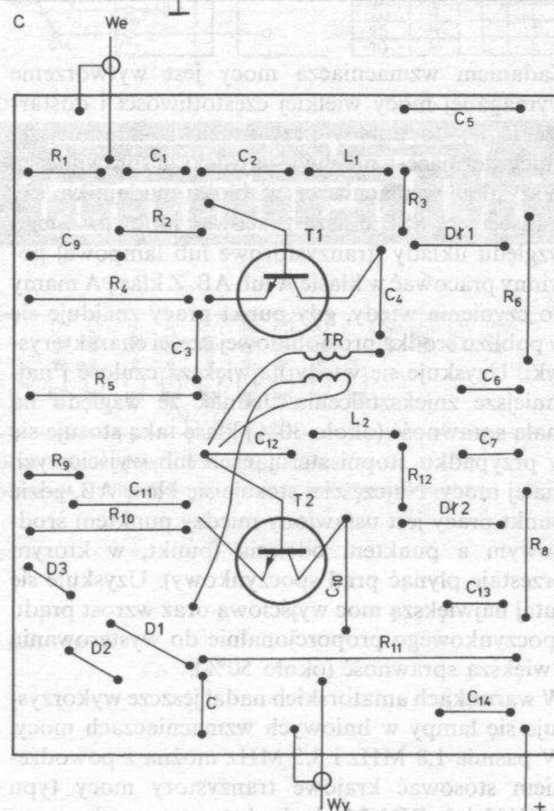
— zakres częstotliwości pracy 1,8 ÷ 30 MHz (przy spadku o 1 dB),
— wzmocnienie napięcia układu około 40 dB,
— moc wyjściowa około 3 W przy 50 Ω,
— napięcie sygnału wejściowego 100 ÷ 200 mV,
— produkty intermodulacyjne mniejsze od −40 dB,
— szumy własne 8 dB przy 15 MHz,
— sprawność około 33%
— napięcie zasilania 24 ÷ 30 V.

Wzmacniacz wstępny pracuje na tranzystorze średniej mocy *T1* typu BFY99 (2N3866), a tranzystor wyjściowy *T2* to BLYP22 (2N3632). Obydwa tranzystory pracują z obciążeniami dławikowymi w konfiguracji OE z ujemnymi sprzężeniami zwrotnymi za pomocą elementów *RLC*. Charakterystykę częstotliwością kształtują również elementy *RC* blokujące rezystory emiterowe. Z wartościami elementów jak na rysunku wzmacniacz przenosi pasmo 0,5 ÷ 40 dB przy spadku 3 dB. Dopasowanie między tranzystorami zrealizowano za pomocą autotransformatora *TR*. Tranzystor *T1* jest polaryzowany napięciem 1,4 V, a *T2* napięciem 2,1 V uzyskanym z szeregowego połączenia diod prostowniczych BYP401/50 przykręconych do radiatora. Taka polaryzacja baz zapewnia pracę tranzystorów w klasie A przy prądach spoczynkowych tranzystora *T1* 40 ÷ 50 mA, a tranzystora *T2* 200 ÷ 300 mA. Znaczne prądy spoczynkowe powodują nagrzewanie obudowy tranzystorów i z tego względu muszą



b





Rys. 4.1. Wzmacniacz—driver 3 W

a) schemat ideowy, b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów na płytce

one być chłodzone za pomocą radiatorów. Tranzystor *T1* ma założoną tzw. gwiazdkę, a tranzystor *T2* jest przykręcony bezpośrednio do płaskownika aluminiowego o grubości 5 mm i wymiarach 80 × 100 mm stanowiącego obudowę wzmacniacza.

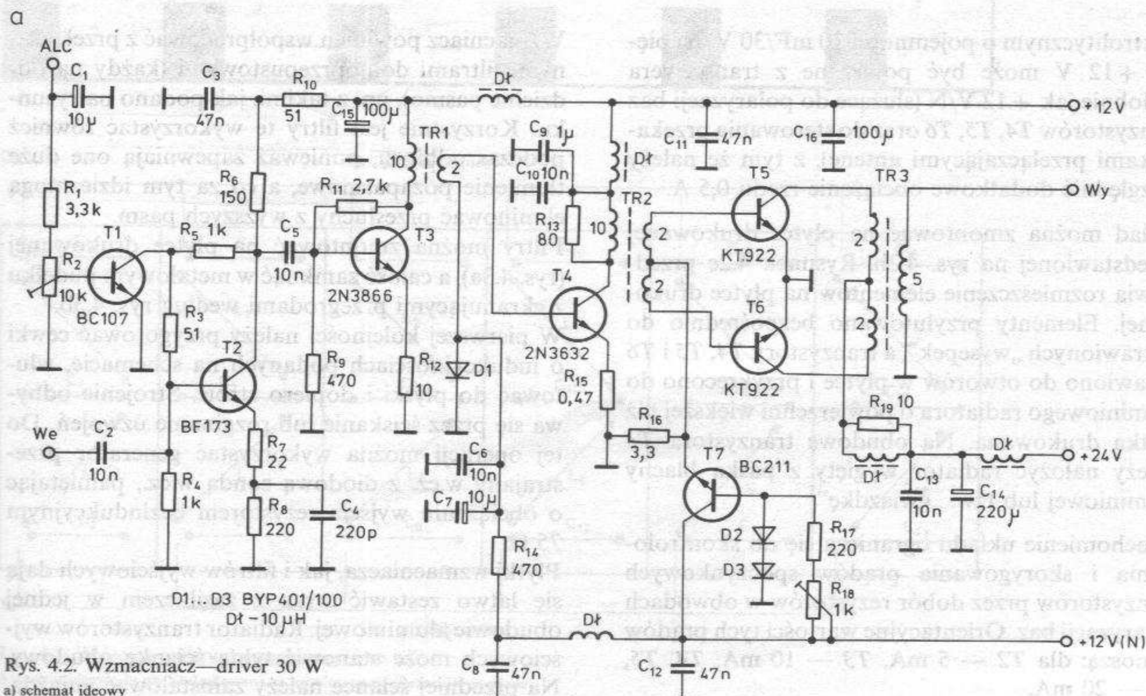
Układ zmontowano na płytce drukowanej przedstawionej na rysunku 4.1b. Rozmieszczenie elementów przylutowanych od strony miedzi pokazuje rysunek 4.1c. Układ może być zmontowany z powodzeniem również na płytce uniwersalnej, która umożliwia lepsze rozmieszczenie elementów w zależności od ich gabarytów.

Autotransformator *TR*, którego indukcyjność jednego uzwojenia wynosi około 12 µH, zawiera 2 × 6 zwojów drutu CuL 0,3 nawiniętych na rdzeniu dwuotworowym od symetryzatora telewizyjnego z materiału F 201. Przy stosowaniu łatwo dostępnego ferrytu typu F 1001 liczba zwojów będzie mniejsza (2 × 4 zwoje). Dławiki nawinięto również na rdzeniach toroidalnych z przypadkowych filtrów p.cz. odbiorników radiowych. Wartość liczby zwo-

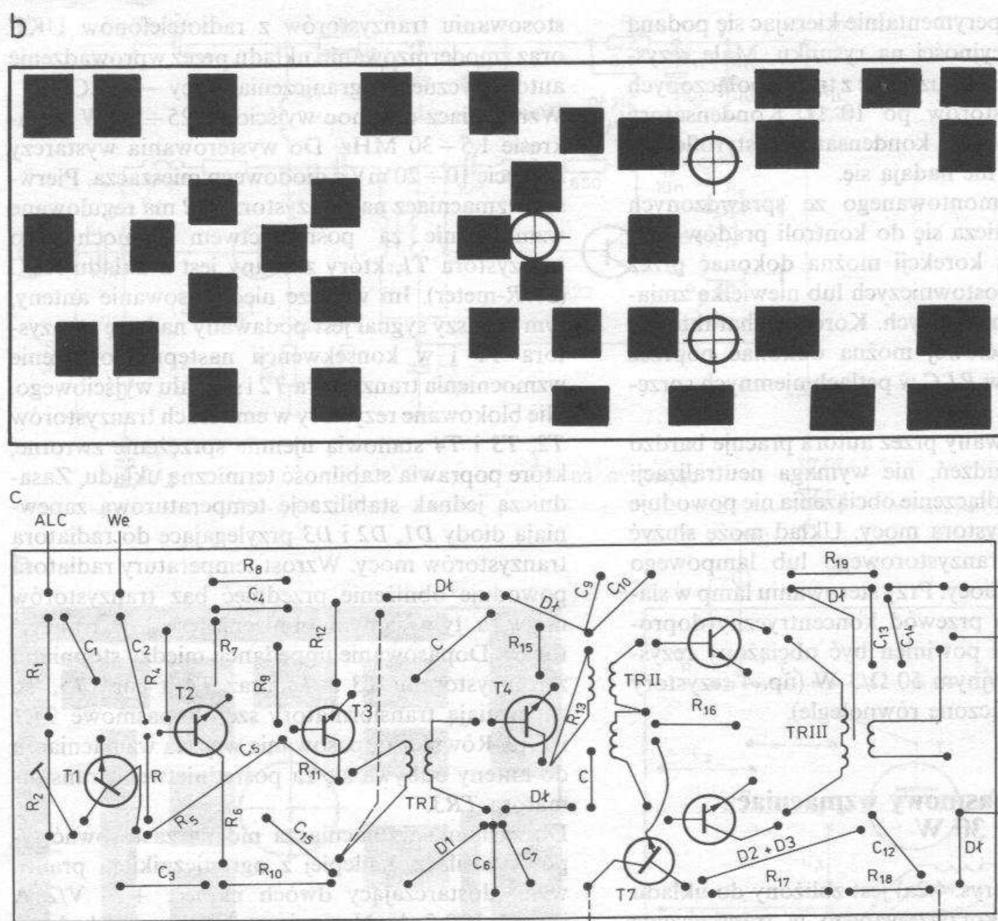
jów dobrano eksperymentalnie kierując się podaną wartością indukcyjności na rysunku. Małe rezystory, np. 3,3 Ω, można uzyskać z trzech połączonych równolegle rezystorów po 10 Ω. Kondensatory 10 nF to typowe kondensatory styrofleksowe — tantalowe nie nadają się.
Uruchomienie zmontowanego ze sprawdzonych elementów ogranicza się do kontroli prądów spoczynkowych. Ich korekcji można dokonać przez dobranie diod prostowniczych lub niewielką zmianę rezystorów emiterowych. Korekcji charakterystyki częstotliwościowej można dokonać poprzez zmianę elementów *RLC* w pętlach ujemnych sprzężeń zwrotnych.
Układ eksploatowany przez autora pracuje bardzo pewnie bez wzbudzeń, nie wymaga neutralizacji i ekranowania. Odłączenie obciążenia nie powoduje zniszczenia tranzystora mocy. Układ może służyć do sterowania tranzystorowego lub lampowego stopnia większej mocy. Przy sterowaniu lamp w siatkach pierwszych przewód koncentryczny doprowadzający sygnał powinien być obciążony rezystorem bezindukcyjnym 50 Ω/3 W (np. 4 rezystory 200 Ω/0,5 W połączone równolegle).

4.2. Szerokopasmowy wzmacniacz — driver 30 W

Wzmacniacz ten (rys. 4.2a) jest zbliżony do układu wzmacniacza wykorzystywanego w transceiverze ATLAS 180. Zasadnicza różnica polega na zastosowaniu tranzystorów z radiotelefonów UKF oraz zmodernizowaniu układu przez wprowadzenie automatycznego ograniczenia mocy — ALC. Wzmacniacz ma moc wyjściową 25 ÷ 35 W w zakresie 1,5 ÷ 30 MHz. Do wysterowania wystarczy napięcie 10 ÷ 20 mV z diodowego mieszacza. Pierwszy wzmacniacz na tranzystorze *T2* ma regulowane wzmocnienie za pośrednictwem pomocniczego tranzystora *T1*, który zasilany jest z układu ALC (*SWR*-meter). Im większe niedopasowanie anteny, tym większy sygnał jest podawany na bazę tranzystora *T1* i w konsekwencji następuje obniżenie wzmocnienia tranzystora *T2* i sygnału wyjściowego. Nie blokowane rezystory w emiterach tranzystorów *T2, T3* i *T4* stanowią ujemne sprzężenie zwrotne, które poprawia stabilność termiczną układu. Zasadniczą jednak stabilizację temperaturową zapewniają diody *D1*, *D2* i *D3* przylegające do radiatora tranzystorów mocy. Wzrost temperatury radiatora powoduje obniżenie przedpięć baz tranzystorów mocy, a tym samym obniżenie prądów tranzystorów. Dopasowanie impedancji między stopniami z tranzystorami *T3* a *T4* oraz *T4* a parą *T5, T6* zapewniają transformatory szerokopasmowe *TR1* i *TR2*. Również dopasowanie wyjścia wzmacniacza do anteny odbywa się za pośrednictwem transformatora *TR3*.
Do zasilania wzmacniacza można zastosować typowy zasilacz, najlepiej z ogranicznikiem prądowym, dostarczający dwóch napięć: +24 V/2 A i +12 V/0,5 A. Napięcie +24 V może być nie stabilizowane, lecz zablokowane kondensatorem



Rys. 4.2. Wzmacniacz—driver 30 W
a) schemat ideowy



Rys. 4.2. b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów na płytce

elektrolitycznym o pojemności 10 mF/30 V. Napięcie +12 V może być pobierane z transceivera podobnie jak +12 V/N (służące do polaryzacji baz tranzystorów *T4*, *T5*, *T6* oraz do sterowania przekaźnikami przełączającymi antenę), z tym że należy uwzględnić dodatkowe obciążenie rzędu 0,5 A.

Układ można zmontować na płytce drukowanej przedstawionej na rys. 4.2b. Rysunek 4.2c przedstawia rozmieszczenie elementów na płytce drukowanej. Elementy przylutowano bezpośrednio do wytrawionych „wysepek", a tranzystory *T4*, *T5* i *T6* wstawiono do otworów w płytce i przykręcono do aluminiowego radiatora o powierzchni większej niż płytka drukowana. Na obudowę tranzystora *T3* należy nałożyć radiator wygięty z paska blachy aluminiowej lub tzw. „gwiazdkę".

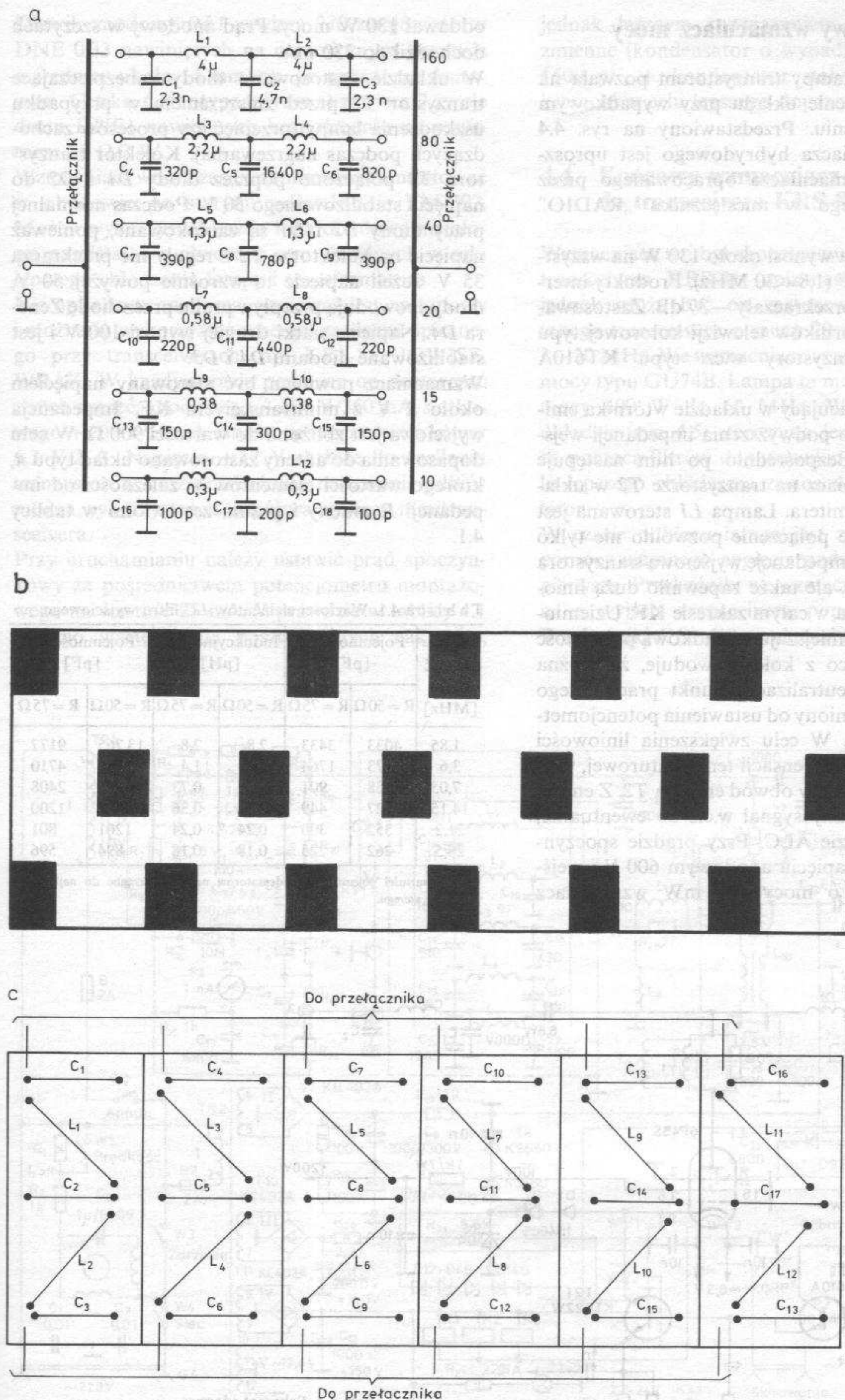
Uruchomienie układu ogranicza się do skontrolowania i skorygowania prądów spoczynkowych tranzystorów przez dobór rezystorów w obwodach polaryzacji baz. Orientacyjne wartości tych prądów wynoszą: dla *T2* — 5 mA, *T3* — 10 mA, *T4*, *T5*, *T6* — 20 mA.

Wzmacniacz powinien współpracować z przełączanymi filtrami dolnoprzepustowymi (każdy na oddzielne pasmo), np. z takimi, jak podano na rysunku. Korzystnie jest filtry te wykorzystać również podczas odbioru, ponieważ zapewniają one duże tłumienie pozapasmowe, a co za tym idzie mogą eliminować przesłuchy z wyższych pasm.

Filtry można zmontować na płytce drukowanej (rys. 4.3a), a całość zamknąć w metalowym pudełku z ekranującymi przegrodami według rys. 4.3b.

W pierwszej kolejności należy przygotować cewki o indukcyjnościach podanych na schemacie, wlutować do płytki i dopiero stroić. Strojenie odbywa się przez ściskanie lub rozginanie uzwojeń. Do tej operacji można wykorzystać generator przestrajany w.cz. z diodową sondą w.cz., pamiętając o obciążeniu wyjścia rezystorem bezindukcyjnym 75 Ω.

Płytki wzmacniacza, jak i filtrów wyjściowych dają się łatwo zestawić wraz z zasilaczem w jednej obudowie aluminiowej. Radiator tranzystorów wyjściowych może stanowić tylną ściankę obudowy. Na przedniej ściance należy zainstalować gniazda.



Rys. 4.3. Wyjściowe filtry dolnoprzepustowe KF

a) schemat ideowy, b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów na płytce

4.3. Hybrydowy wzmacniacz mocy

Idea sterowania lampy tranzystorem pozwala na znaczne uproszczenie układu przy wypadkowym dużym wzmocnieniu. Przedstawiony na rys. 4.4 schemat wzmacniacza hybrydowego jest uproszczoną wersją wzmacniacza opracowanego przez UP2NV, opisanego w miesięczniku „RADIO" 4/86.

Moc wzmacniacza wynosi około 130 W na wszystkich zakresach KF (1,8 ÷ 30 MHz). Produkty intermodulacyjne nie przekraczały −37 dB. Zastosowano lampę z odbiorników telewizji kolorowej typu 6P45S oraz tranzystory w.cz. typu KT610A i KT922W.

Tranzystor *T1* pracujący w układzie wtórnika emiterowego służy do podwyższenia impedancji wejściowej stopnia. Bezpośrednio po nim następuje właściwy wzmacniacz na tranzystorze *T2* w układzie wspólnego emitera. Lampa *L1* sterowana jest w katodzie. Takie połączenie pozwoliło nie tylko dopasować małą impedancję wyjściową tranzystora do wejścia lampy, ale także zapewniło dużą liniowość wzmacniacza w całym zakresie KF. Uziemione siatki lampy zmniejszają wypadkową pojemność katoda—anoda, co z kolei powoduje, że można zrezygnować z neutralizacji. Punkt pracy całego układu jest uzależniony od ustawienia potencjometru montażowego. W celu zwiększenia liniowości stopnia, a także kompensacji temperaturowej, włączono dwa rezystory w obwód emitera *T2*. Z emitera *T2* jest pobierany sygnał w.cz. do ewentualnej obróbki w układzie ALC. Przy prądzie spoczynkowym 25 mA, napięciu anodowym 600 V i wejściowym sygnale o mocy 100 mW wzmacniacz oddawał 130 W mocy. Prąd anodowy w szczytach dochodził do 330 mA.

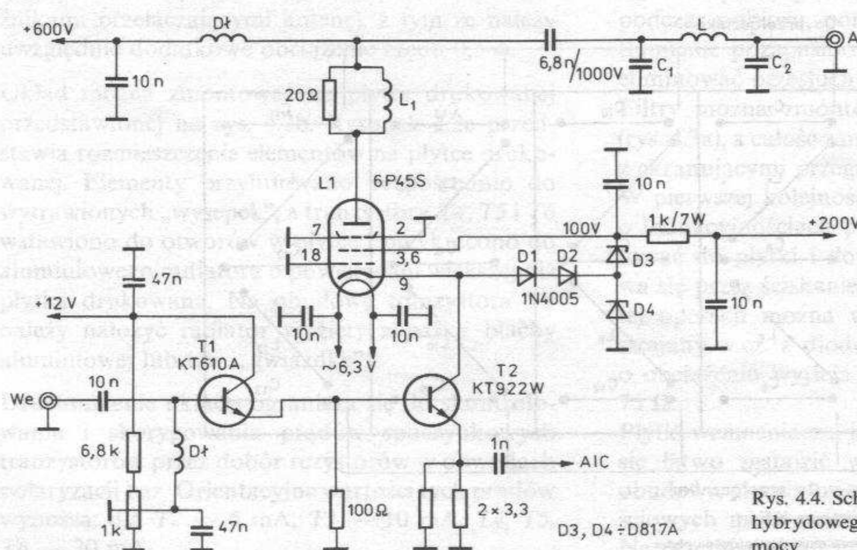
W układzie zastosowano diody zabezpieczające tranzystor *T2* przed zniszczeniem w przypadku uszkodzenia lampy (przepięć czy procesów zachodzących podczas nagrzewania). Kolektor tranzystora *T2* połączono poprzez diody *D1* i *D2* do napięcia stabilizowanego 50 V. Podczas normalnej pracy diody *D2* i *D1* są zablokowane, ponieważ napięcie na kolektorze *T2* z reguły nie przekracza 35 V. Jeżeli napięcie to wzrośnie powyżej 50 V, diody spowodują przepływ prądu przez diodę Zenera *D4*. Napięcie siatki drugiej wynosi 100 V i jest stabilizowane diodami *D4* i *D3*.

Wzmacniacz powinien być sterowany napięciem około 2 V z minitransceivera KF. Impedancja wyjściowa jest zbliżona do wartości 900 Ω. W celu dopasowania do anteny zastosowano układ typu π, którego wartości elementów w zależności od impedancji *R* anteny i pasma zestawiono w tablicy 4.1.

Tablica 4.1. Wartości elementów *LC* filtru wyjściowego

Częstotliwość pracy [MHz]	Pojemność C_1 [pF]		Indukcyjność L [μH]		Pojemność C_2 [pF]	
	R = 50 Ω	R = 75 Ω	R = 50 Ω	R = 75 Ω	R = 50 Ω	R = 75 Ω
1,85	4033	3433	2,8	2,8	13 765	9177
3,6	2073	1764	1,4	1,4	7074	4710
7,05	1058	901	0,73	0,73	3612	2408
14,15	527	449	0,36	0,36	1800	1200
21,2	352	300	0,24	0,24	1201	801
28,5	262	223	0,18	0,18	894	596

Uwaga: wartości pojemności kondensatorów należy zaokrąglić do najbliższych wartości z szeregu.



Rys. 4.4. Schemat ideowy hybrydowego wzmacniacza mocy

Dławik anodowy *DŁ1* zawiera 270 zwojów drutu DNE 0,33 nawiniętych na ceramicznym korpusie o średnicy około 14 mm, np. po rezystorze drutowym. Cewka L_1 (antyparazytowa) zawiera 3 zwoje drutu DNE1 nawiniętych bezpośrednio na rezystorze 20 Ω/2 W.

Wzmacniacz wraz z zasilaczem można zamontować w obudowie po starym radiotelefonie FM-302. Można wykorzystać każdą inną obudowę metalową pamiętając o otworach wentylacyjnych w celu lepszego chłodzenia lampy i transformatora.

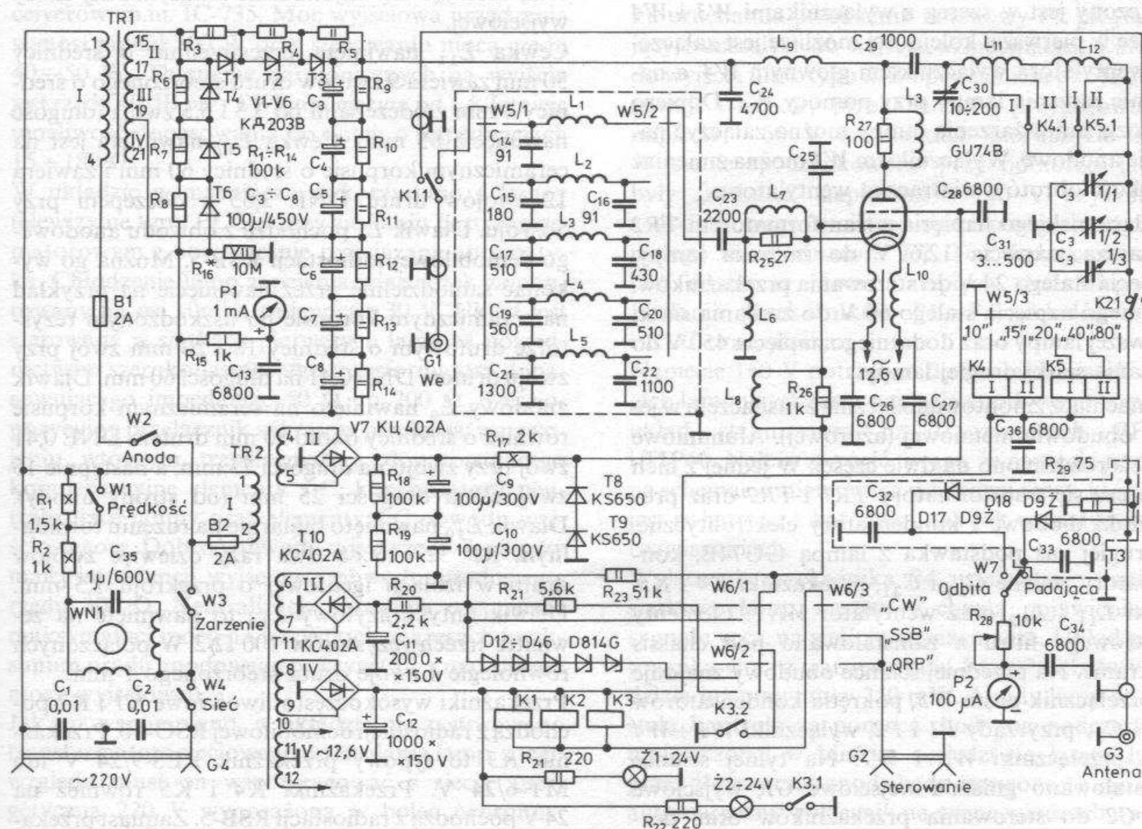
Nie opisano tu zasilacza, ponieważ jest on typowy i można tu wykorzystać schemat zasilacza opisanego przy transceiverach, np. KRS-81, JOWISZ, WRAK. W każdym razie powinien on dostarczać trzech napięć: anodowego +600 V/350 mA, siatkowego +200 V/50 mA, zmiennego do żarzenia lampy 6,3 V/2 A. Napięcie +12 V służące do zasilania tranzystorów oraz przekaźnika nadawanie/odbiór można wykorzystać ze współpracującego minitransceivera.

Przy uruchamianiu należy ustawić prąd spoczynkowy za pośrednictwem potencjometru montażowego na wartość 25 mA. Wprawdzie w tablicy 4.1 podano wartości dla poszczególnych zakresów, jednak lepszym rozwiązaniem są kondensatory zmienne (kondensator o wypadkowej pojemności 1500 pF + kondensator stały na niższych zakresach) w celu lepszego dopasowania do anteny.

4.4 Końcowy wzmacniacz mocy do transceivera KRS-81

Wzmacniacz ten był skonstruowany w zasadzie do transceivera KRS-81 (opisanego w tej książce), jednak może być on zastosowany do każdego innego transceivera o mocy 20÷50 W w zakresie 3÷30 MHz. We wzmacniaczu zastosowano tetrodę mocy typu GU74B. Lampa ta może pracować przy mocy 600 W do 60 MHz. W przedstawionym układzie (rys. 4.5) sterowana jest ona w katodzie za pomocą filtrów dopasowujących typu π. W celu lepszego chłodzenia zastosowano mały wentylator.

W czasie odbioru lampa jest zablokowana przy pomocy ujemnego napięcia podawanego na siatkę pierwszą. Przekaźniki we wzmacniaczu są sterowane z wyjścia transceivera poprzez gniazdo *G2*. Przekaźniki *K1* ÷ *K3* przełączają sygnał wejściowy



Rys. 4.5. Schemat ideowy wzmacniacza mocy transceivera KRS-81

z gniazda *G1* na filtr. Przekaźnik *K2.1* podłącza antenę do wyjściowego filtru typu π (C_{30}, L_{11}, L_{12}, C_{31}). Przełącznik *W6* służy do zmiany klasy pracy lampy. W położeniu *SSB* prąd spoczynkowy wynosi 100 mA i lampa pracuje w klasie AB. Jak wiadomo prąd spoczynkowy zależy od napięcia na siatce pierwszej; w przedstawionym układzie jest on ustawiony napięciem na diodach Zenera $D12 \div D16$. W położeniu *CW* napięcie jest zależne od rezystora R_{24}, którego wartość jest tak dobrana, aby lampa była zablokowana. Filtr wejściowy jest tak obliczony, aby mógł dopasowywać impedancję wejściową lampy do impedancji wyjściowej transceivera, wynoszącej 75 Ω.

Miliamperomierz *P1* służy do kontroli prądu anodowego lampy, a miliamperomierz *P2* służy jako wskaźnik mocy (padającej — odbitej). Przyrządy te pozwalają na prawidłowe zestrojenie filtrów dopasowujących.

Przy pracy w pasmach 10, 15, 40 m styki przekaźników *K4* i *K5* zawierają część uzwojeń cewek L_{11} i L_{12}. Przy pracy w pasmie 80 m wszystkie uzwojenia połączone są szeregowo.

Zasilacz wysokiego napięcia z transformatorem *TR1* dostarcza napięcia anodowego wynoszącego około 2700 V. Załączenie tego napięcia odbywa się ręcznie za pomocą wyłącznika *W2*. Wyłącznik ten połączony jest w szereg z wyłącznikami *W3* i *W4* tak, że w pierwszej kolejności możliwe jest załączenie wentylatora wyłącznikiem głównym *W4*, a następnie żarzenia lampy przy pomocy *W3*. Dopiero po rozgrzaniu żarzenia lampy można załączyć napięcie anodowe. Wyłącznikiem *W1* można zmieniać szybkość obrotów wiatraczka wentylatora.

Zasilacz niskiego napięcia z transformatorem *TR2* dostarcza: napięcia 12,6 V do żarzenia lampy, napięcia stałego 24 V do sterowania przekaźników, ujemnego napięcia stałego 60 V do zasilania siatki pierwszej lampy oraz dodatniego napięcia 450 V do zasilania siatki drugiej lampy.

Wzmacniacz zmontowano łącznie z zasilaczem w jednej obudowie metalowej (ażurowej). Aluminiowe chassis rozdzielono na dwie części. W jednej z nich mieszczą się transformatory *TR1* i *TR2* oraz prostowniki diodowe i kondensatory elektrolityczne, w drugiej zaś podstawka z lampą GU74B, kondensatory zmienne C_{30} i C_{31}, przekaźniki *K4* i *K5*, cewki L_{11} i L_{12} oraz wentylator *WN1*. Elementy wejściowego filtru π zainstalowano pod chassis w ekranie. Na przedniej ściance obudowy znajduje się przełącznik pasm *W5*, pokrętła kondensatorów C_{30} i C_{31} przyrządy *P1* i *P2*, wyłączniki $W1 \div W4$ oraz przełączniki *W6* i *W7*. Na tylnej ściance zainstalowano gniazda wejściowe *G1*, wyjściowe *G3*, *G2* do sterowania przekaźników oraz bezpieczniki *B1* i *B2*.

Tablica 4.2. Dane techniczne uzwojeń transformatora sieciowego

Uzwojenie	Średnica przewodu [mm]	Liczba zwojów
Transformator *TR1* (S = 8,5 cm²)		
I	1,25	396
II	0,64	830
III	0,64	1060
IV	0,64	1200
Transformator *TR2* (S = 8 cm²)		
I	0,47	990
II	0,14	1500
III	0,14	200
IV	0,35	90
V	1,45	2 × 32

Przy montażu należy zwrócić szczególną uwagę na odpowiednią jakość izolacji w obwodach wysokiego napięcia. Cewki wejściowego filtru typu π nawinięto na korpusach 12 mm. Indukcyjności tych cewek wynoszą odpowiednio: L_1 — 0,3 μH, L_2 — 0,47 μH, L_3 — 0,7 μH, L_4 — 2,1 μH, L_5 — 3,1 μH. Liczbę zwojów najlepiej jest skorygować przy strojeniu urządzenia ze współpracującym transceiverem, kierując się uzyskaniem maksymalnej mocy wyjściowej.

Cewka L_{11} nawinięta przestrzennie o średnicy 50 mm zawiera 9 zwojów drutu srebrzonego o średnicy 4 mm z odczepami po 3,5 i 5,5 zwoja (długość nawinięcia 65 mm). Cewka L_{12} nawinięta jest na ceramicznym korpusie o średnicy 60 mm i zawiera 12 zwojów drutu DNE 2,65 z odczepem przy 5 zwoju. Dławik L_6 pochodził z obwodu anodowego demobilowej radiostacji RSB-5. Można go wykonać samodzielnie przez nawinięcie na przykład na ceramicznym korpusie po uszkodzonym rezystorze drutowym o średnicy $18 \div 20$ mm zwój przy zwoju drutem DNE 0,41 na długości 60 mm. Dławik anodowy L_9 nawinięto na ceramicznym korpusie również o średnicy około 20 mm drutem DNE 0,41 zwój przy zwoju na długości 75 mm, a następnie 15 zwojów na długości 25 mm (od strony anody). Dławik L_{10} nawinięto bifilarnie na rdzeniu toroidalnym RP 32 × 16 × 8 dwa razy dziewięć zwojów drutu w izolacji igelitowej o przekroju 1,5 mm. Dławik antyparazytowy L_{13} to nawinięte na zewnątrz trzech rezystorów 100 Ω/2 W połączonych równolegle 4 zwoje drutu srebrzonego 1 mm.

Przekaźniki wysokoczęstotliwościowe *K1* i *K2* pochodzą z radiostacji demobilowej RSO-30. Przekaźnik *K3* to typowy przekaźnik RES-9/24 V lub MT-6/24 V. Przekaźniki *K4* i K5 również na 24 V pochodzą z radiostacji RSB-5. Zamiast przekaźników *K4* i *K5* można zainstalować solidny przełą-

cznik o izolacji ceramicznej i dużej powierzchni styków.
Kondensator C_{30} pochodzi z radiostacji RSB-5. Można tu zainstalować każdy inny kondensator o maksymalnej pojemności 200 pF, ceramicznej izolacji i odstępie między płytkami około 5 mm.
Kondensator C_{31} pochodzi z odbiornika US-9. Można tu zainstalować dowolny kondensator odbiorczy o sumarycznej pojemności 1500 pF.
Transformatory sieciowe nawinięto na rdzeniach o przekrojach środkowych kolumn odpowiednio *TR1* — 20 cm², *TR2* – 8 cm² (tablica 4.2).
Linię reflektometru wykonano z odcinka kabla koncentrycznego RK-75 o długości 150 mm, w którym między dielektryk a ekranujący oplot wsunięto odcinek drutu DNE 0,41. Strojenie układu jest typowe.

4.5. Liniowy wzmacniacz mocy PA 500

Wzmacniacz, którego schemat przedstawiono na rys. 4.6, został skonstruowany przez niemieckiego krótkofalowca DL7BR („CQ DL" 12/85) specjalnie do fabrycznego transceivera FT 757 GX. Sprawdzony był na wszystkich pasmach KF 160÷÷10 m przy sterowaniu również z innych transceiverów, m.in. IC-735. Moc wyjściowa urządzenia wynosi ponad 500 W przy sterowaniu mocą rzędu 40÷50 W. Tłumienie harmonicznych na wyjściu jest rzędu 40 dB przy *SWR* mniejszym od 1,5. Istnieje możliwość dopasowania do anten o impedancjach 15÷180 Ω.
W układzie wzmacniacza wykorzystano 4 lampy telewizyjne typu PL 519 przy zasilaniu beztransformatorowym z nowocześnie rozwiązaną automatyką. Chłodzenie lamp zapewnia wiatraczek zamontowany na osi silnika zmiennego 30 V. Układ jest sterowany w siatkach pierwszych lamp za pośrednictwem szerokopasmowego transformatora dopasowującego impedancję 50 Ω do 200 Ω. Sześciopozycyjny przełącznik zakresów przełącza: w uzwojeniu wtórnym transformatora dopasowującego kompensacyjne elementy *LC*, kondensatory neutralizujące lampy oraz elementy *LC* obwodu wyjściowego π. Dobroć obwodu π jest rzędu 7÷8 przy małej impedancji wyjściowej obwodu anodowego, rzędu 300 Ω. Neutralizacja zapewnia osiągnięcie maksymalnej mocy na wszystkich zakresach (maksimum prądu anodowego pokrywa się z maksimum mocy wyjściowej).
Jak już wspomniano, w układzie nie zastosowano transformatora sieciowego do zasilania lamp, z tego względu musi on współpracować z siecią energetyczną 220 V wyposażoną w bolec ochronny. Układ jest tak skonstruowany, że może pracować jedynie przy odpowiedniej polaryzacji wtyczki sieciowej. Prawidłową polaryzację zapewnia układ przekaźnikowy. Po załączeniu sieci będzie świecić dioda z oznaczeniem POWER (przy prawidłowym włożeniu wtyczki). W tym samym czasie poprzez rezystor ochronny 47 Ω/15 W następuje wstępne załączenie żarzenia lamp oraz prostownika napięć anodowych i siatkowych. Żarzenie lamp, których grzejniki połączone są szeregowo, odbywa się napięciem 160 V uzyskanym z prostownika jednopołówkowego. Napięcie anodowe 620 V (±310 V) uzyskano przez wykorzystanie układu prostownika z podwojeniem napięcia sieciowego. Bezpośrednie załączenie sieci byłoby bardzo szkodliwe nie tylko dla żarzenia lamp (mała rezystancja), ale również dla diod prostowniczych zasilacza, ze względu na znaczne wartości pojemności kondensatorów elektrolitycznych w podwajaczu napięcia (2×900 μF/350 V).
Pełne napięcie żarzenia oraz anodowe zostaje załączone dopiero po 30 s od momentu włączenia. W tym czasie rezystor ochronny zostaje zwarty przez styki przekaźnika *P1* — zaświeci się dioda z oznaczeniem READY sygnalizując gotowość wzmacniacza do pracy. Załączenie wzmacniacza odbywa się następnie poprzez zacisk *PTT* zwierany do masy we współpracującym transceiverze, np. poprzez przycisk mikrofonowy. Zwarcie tego zacisku uruchamia przekaźnik antenowy *P2* przyłączający transceiver do wejścia wzmacniacza, a antenę do wyjścia filtru typu π. Z opóźnieniem około 50 ms zostaje włączony przekaźnik *P3*, przygotowujący napięcie −60 V na siatkach pierwszych lamp. W stanie spoczynkowym (przy odbiorze) lampy były „zatkane" napięciem −140 V uzyskanym z dodatkowego zasilacza wykonanego z użyciem małego transformatora *TR*. Ten dodatkowy zasilacz dostarcza również napięcia dodatniego do zasilania przekaźników *P1*÷*P4*, układów VOX i ALC oraz silnika.
Napięcie 160 V potrzebne do zasilania siatek drugich lamp uzyskano z napięcia anodowego poprzez układ stabilizatora na tranzystorach BF759 i TIP50. Należy zwrócić uwagę, że napięcia podane na schemacie mierzone są względem masy, która nie jest połączona z katodami, tak jak w tradycyjnych rozwiązaniach.
Wyłączenie przekaźnika *P4*, ustalającego napięcie siatkowe lamp, nastąpi z chwilą pojawienia się sygnału w.cz. na wejściu wzmacniacza. Układ prostownika wraz z tranzystorami BC107 układu VOX działa już przy mocy 250 mW. Anody lamp są pod stałą kontrolą za pomocą diody na podczerwień umieszczonej w bliskim sąsiedztwie lamp. Jeżeli przez dłuższy czas anody będą czerwone, to zadziała automatyczny wyłącznik na wzmacniaczach operacyjnych układu LM339. Spowoduje on podanie

Rys. 4.6. Schemat ideowy wzmacniacza mocy PA-500

maksymalnego napięcia ujemnego na siatki, a następnie zadziałanie przekaźnika *P1*, zgaśnięcie diody READY i dołączenie anteny do transceivera. Po 30 s wzmacniacz znów jest gotowy do załączenia. Natomiast w przypadku mocy sterującej większej niż 40 ÷ 50 W nastąpi przepływ prądu siatki i w konsekwencji zapalenie diody „OVER DRIVE". Przy mocy sterującej większej niż 60 W zmieni się poziom sygnału ALC, co spowoduje obniżenie mocy wyjściowej transceivera. Należy zaznaczyć, że obecnie wszystkie transceivery fabryczne wyposażone są w gniazdo ALC. Poziom tego sygnału można regulować potencjometrem montażowym 10 kΩ ustalającym wstępną polaryzację diody.

Przy zwarciach w obwodach zasilających lamp ochronną rolę spełniają bezpieczniki topikowe rurkowe 2 A. Kontrolę prądu anodowego, jak również strojenie wzmacniacza umożliwia amperomierz o zakresie 1,5 A włączony szeregowo w obwód anodowy lamp.

W czasie badań eksploatacyjnych konstruktor zauważył, że na pasmach 40 ÷ 10 m można zastosować antenę z większym *SWR* bez zauważalnego zmniejszenia mocy, natomiast na 80 i szczególnie na 160 m antena musi mieć impedancję zbliżoną do 50 Ω, ponieważ w przeciwnym razie trzeba zastosować dodatkowe dopasowanie. Prawidłowo wyregulowany układ automatyki skutecznie chroni lampy PL519 przed przeciążeniem, zapewniając tym samym długą ich eksploatację.

5

Automatyczne klucze telegraficzne

Opisane w tym rozdziale układy umożliwiają przeprowadzenie łączności emisją CW lub mogą być wykorzystane do nauki telegrafii. Wprawdzie wystarczy tutaj zwykły klucz sztorcowy, którym dokonuje się kluczowania obwodu generatora w takt znaków alfabetu Morse'a, jednak rozwój techniki cyfrowej umożliwił przeprowadzenie takiego kluczowania automatycznie. Głównym zadaniem przedstawionych układów jest wytworzenie znormalizowanych kropek, kresek oraz jednostkowych odstępów między nimi. Wszystkie te układy umożliwiają osiągnięcie dużych szybkości nadawania oraz — w zależności od konstrukcji — mogą realizować wiele funkcji. Praca z takimi układami może dostarczyć wiele satysfakcji zwiększając znacznie operatywność nadawania. Korzyści płynące z zalet kluczy automatycznych dają się zauważyć w czasie zawodów bądź długotrwałej pracy na stacji. Zastosowanie pamięci prowadzi do takiej automatyzacji klucza, że operator za pomocą niewielkiej liczby czynności może spowodować automatyczne przeprowadzenie łączności. Również dzięki zastosowaniu specjalnych programów możliwe jest prowadzenie automatycznych łączności telegraficznych za pomocą mikrokomputera.

Poniżej przedstawiono opisy automatycznych kluczy telegraficznych: jeden z nich charakteryzuje się prostotą i może być wykonany przez początkujących konstruktorów, dwa następne wymagają doświadczenia w uruchamianiu urządzeń z cyfrowymi układami scalonymi.

5.1. Prosty klucz telegraficzny

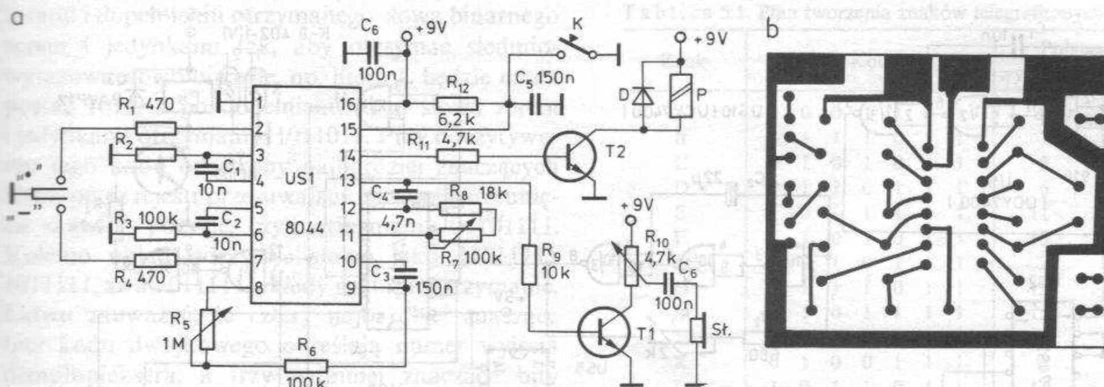
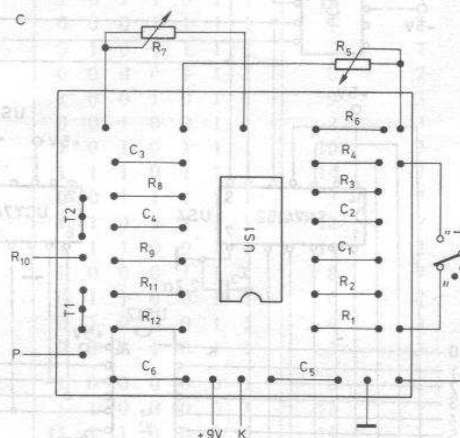
W literaturze krótkofalarskiej można spotkać bardzo wiele opisów kluczy elektronicznych, które są zbudowane w oparciu o kilka układów TTL. Warto więc może przedstawić jeden z nowszych układów, który został zrealizowany z wykorzystaniem tylko jednego układu specjalistycznego CMOS typu 8044.

Firma CURTIS produkuje układy scalone elektronicznego klucza telegraficznego pod oznaczeniem 8044, 8044 M, 8044 B, 8044 BM, przy czym te ostatnie mają 18 wyprowadzeń.

Przedstawiony na rys. 5.1a układ klucza ma pamięć jednego znaku, co przy zastosowaniu manipulatora dwudźwigniowego umożliwia nadawanie łączonych znaków, np. AR, AS lub też przy jednoczesnym naciśnięciu obydwu dźwigni całych liter K, C, R. Potencjometrem R_5 reguluje się szybkość telegrafowania, natomiast potencjometrem R_7 wysokość tonu generatora podsłuchu. Tranzystor *T1* wzmacnia sygnał m.cz. generatora i za pośrednictwem potencjometru R_{10} (regulacja siły głosu) kieruje do słuchawek. Tranzystor *T2* jest włączony na wyjściu układu i za pośrednictwem przekaźnika *P* manipuluje nadajnik. Zwarcie wyprowadzenia *15* układu do masy umożliwia ręczne kluczowanie.

Na rysunku 5.1.b zamieszczono płytkę drukowaną. Rozmieszczenie elementów na płytce pokazuje rys. 5.1c.

Zaleca się, aby układ scalony był zamontowany za pośrednictwem podstawki 16-wyprowadzeniowej. Na płytce nie przewidziano miejsca na zainstalowanie przekaźnika, ze względu na możliwość użycia przekaźników i kontaktronów o różnych wymiarach. Ponadto tranzystor *T2* może bezpośrednio kluczować obwód generatora nadajnika. Układ ten może wmontować wewnątrz transceivera bądź razem z manipulatorem dwudźwigniowym i zasilaczem 9 V zamknąć w osobnej obudowie.

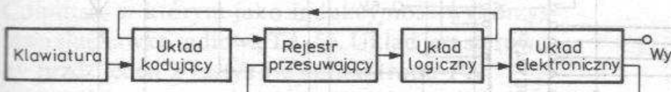



Rys. 5.1. Prosty klucz telegraficzny

a) schemat ideowy, b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów na płytce

5.2. Klawiszowy koder alfabetu Morse'a

Klawiszowy koder alfabetu Morse'a, którego schemat blokowy przedstawiono na rys. 5.2, może być wykorzystany do nauki alfabetu Morse'a lub do prowadzenia łączności z dużym tempem nadawania



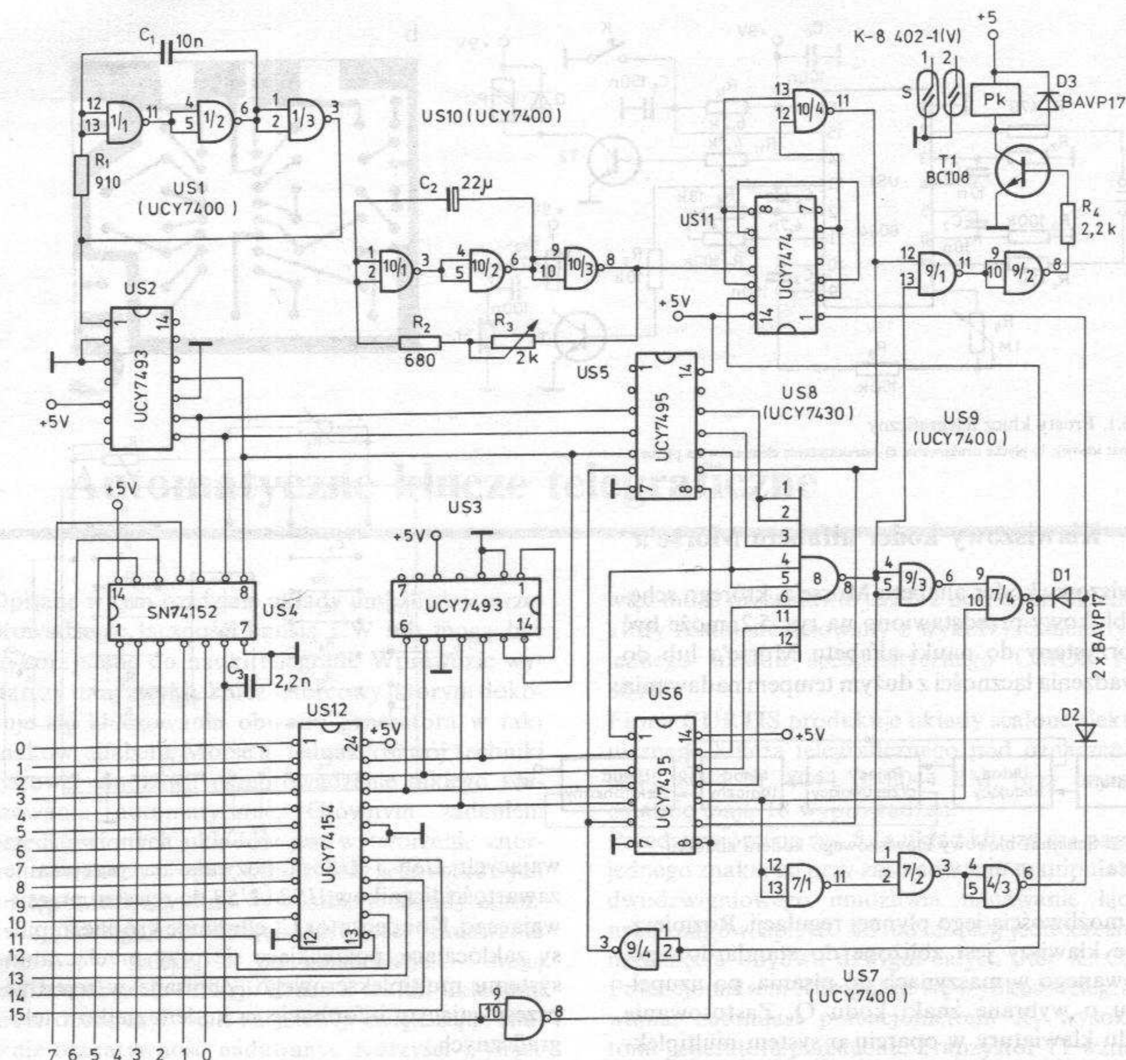
Rys. 5.2. Schemat blokowy klawiszowego kodera alfabetu Morse'a

oraz możliwością jego płynnej regulacji. Rozmieszczenie klawiszy jest zbliżone do standardowego, stosowanego w maszynach do pisania, po uzupełnieniu o wybrane znaki kodu Q. Zastosowanie układu klawiatury w oparciu o system multipleksowy wyeliminowało kodującą matrycę diodową, która jest często wykorzystywana w tego typu koderach.

W skład kodera (rys. 5.3) wchodzi generator zbudowany na trzech bramkach *US1*, czterobitowy licznik binarny *US2*, *US3*, ośmiobitowy multiplekser *US4* i demultiplekser 4 na 16 — *US12* (*US2* i *US3* tworzą licznik siedmiobitowy). Impulsy z generatora są doprowadzane do licznika binarnego. Sygnały wyjściowe trzech najmniej znaczących bitów sterują pracą multipleksera, a cztery najbardziej znaczące bity — demultipleksera. Sprawia to, że na 16 wyjściach demultipleksera *US12* pojawia się kolejno zero logiczne, a osiem wejść multipleksera *US4* jest kolejno gotowych do przyjęcia tego sygnału. Przejście sygnału z demultipleksera do multipleksera następuje po naciśnięciu klawisza. Każdemu połączeniu jest przyporządkowany oddzielny znak. Z odstępem czasu nie przekraczającym 2 ms (czas poszukiwania) pojawia się na wyjściu multipleksera jedynka logiczna, która przez inwerter *US1/4* przechodzi na wejście czterobitowych rejestrów przesuwających *US5* i *US6* i pozwala na przepisanie zawartości liczników *US2* i *US3* do rejestru przesuwającego. Kondensator C_3 eliminuje krótkie impulsy zakłócające, pojawiające się przy przełączaniu systemu multiplekserowego. Zapisane w rejestrze przesuwającym informacje są kodem znaków telegraficznych.

Układ formujący znaki telegraficzne rozpoczyna się generatorem taktującym zbudowanym z trzech bramek układu *US10*. Potencjometrem R_3 reguluje się częstotliwość impulsów generatora, a tym samym szybkość nadawania. Podwójny przerzutnik typu D (*US11*) oraz czwarta bramka układu *US10* formuje kreski i kropki. Zgodność sygnałów zapewniają bramki *US9* i *US10*, które sterują za pomocą tranzystora *T1* przekaźnikiem kontaktronowym *S*. Układ logiczny zbudowano na dwuwejściowej i ośmiowejściowej bramce układów *US7* i *US8* oraz na trzeciej bramce *US9*, której zadaniem jest koordynacja pracy rejestru przesuwającego oraz układu formującego znaki telegraficzne.

W skład kodu znaku telegraficznego zapisanego do rejestru przesuwającego musi wchodzić choćby jedno zero logiczne, które powoduje zatrzymanie się sygnału na wejściu (wyprowadzenia *6*) rejestrów *US5* i *US6*. Następuje ponowne wpisanie informacji do rejestru przesuwającego i zezwolenie na przesunięcie. Jednocześnie na wyjściu *US7/4* bloku logicznego powstaje jedynka logiczna, która zezwala na



Rys. 5.3. Schemat ideowy klawiszowego kodera alfabetu Morse'a

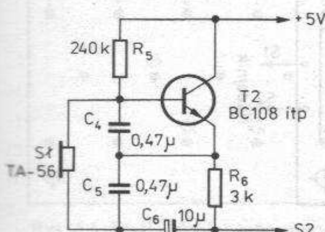
formowanie znaków telegraficznych (stan wysoki na wejściu przerzutnika D). Układ formujący zaczyna przekazywać pierwszy element znaku telegraficznego na wyjściu *10* układu *US6*. Jeżeli na wyjściu tym pojawi się zero, to na drugim wejściu przerzutnika D (wyprowadzenie *1* w układzie *US11*) pojawia się jedynka i będzie formowana kropka, a przy pojawieniu się zera kreska. Po uformowaniu pierwszego elementu znaku na wyjściu bramki *US10/4* pojawia się zero, które zostaje doprowadzone do wejścia (wyprowadzenia *9*) rejestrów *US5* i *US6*. Na zwolnionym miejscu mniej znaczącego bitu zostaje wpisana jedynka. Po przerwie odpowiadającej długości jednej kropki zacznie się formowanie drugiego znaku, określonego poziomem napięcia na wejściach bardziej znaczących bitów rejestru przesuwającego. Praca układu będzie kontynuowana w ten sposób do momentu, w którym blok logiczny wykryje w rejestrze przesuwającym kombinację 011111. Wówczas układ formujący znaki telegraficzne wytworzy sygnał kropki. Na wyprowadzeniu *6* układu *US7/3* pojawi się zero logiczne. Na wyjściu urządzenia nie pojawi się sygnał, ponieważ bramka *US9/1* zostanie zablokowana zerem logicznym pochodzącym z wyjścia bramki *US8*. W rezultacie powstanie przerwa o długości dwóch kropek, a rejestr przesuwający zostanie zapełniony jedynkami logicznymi. Blok logiczny po wykryciu tego stanu wstrzyma pracę układu formującego znaki telegraficzne. Doprowadzenie zera logicznego do wejścia przerzutnika *US11* (wyprowadzenie *13*) spowoduje odtworzenie zapisu informacji w rejestrze przesuwającym. Na tym cykl kończy się. Jeżeli od tego momentu klawisz nie będzie zwolniony, nastąpi ponowny zapis informacji w rejestr przesuwający i po czasie jednej kropki rozpocznie się formowanie znaku telegraficznego. Odstęp między znakami wynosi trzy kropki. Znaki Morse'a zostają przekształcone na kod dwójkowy przez zmianę kropek jedynkami, a kresek

zerami i dopełnieniu otrzymanego słowa binarnego zerem i jedynkami tak, aby otrzymać siedmiowyrazowe słowo binarne, np. litera L będzie miała postać 1011, a po dopełnieniu tego słowa zerem i jedynkami otrzymamy: 1011011. Przy odczytywaniu tego kodu od strony najbardziej znaczących bitów przez rejestr przesuwający, nastąpi przesunięcie o jedną pozycję, czyli otrzymamy 01101111. Kolejno układ odczytuje słowo jako 11011111 1011111, aż do 0111111, kiedy nastąpi zatrzymanie. Łatwo zauważyć, że cztery najbardziej znaczące bity kodu dwójkowego określają numer wyjścia demultipleksera, a trzy najmniej znaczące bity w siedmiowyrazowym słowie — numer wejścia multipleksera. Tak więc dla uformowania sygnału litery L należy zamknąć wyjście 1011 demultipleksera z wyjściem 011 multipleksera, czyli w kodzie dziesiętnym wyjście *11* demultipleksera z wejściem *3* multipleksera. Kolejność połączeń wyjść demultipleksera (*US12*) z wejściami multipleksera (*US4*) w celu utworzenia liter, cyfr, znaków pisarskich i najczęściej używanych skrótów kodu Q jest podana w tablicy 5.1.

Generator podsłuchu (rys. 5.4) pracuje w układzie Colpittsa, w którym jako indukcyjność wykorzystano słuchawkę radiową TA-56. Układ jest sterowany przez jeden z zestyków kontaktronu *PK*.

Układ elektryczny całości urządzenia zrealizowano na dwóch płytkach drukowanych dwustronnie foliowanych miedzią. Płytka przedstawiona na rysunku 5.5a zawiera układ kodera, rejestr przesuwający, układ logiczny oraz układ klucza elektronicznego z układem wykonawczym w postaci podwójnego przekaźnika kontaktronowego. Jak już wspomniano, jeden z zestyków tego przekaźnika włącza generator podsłuchu, a drugi steruje pracą generatora fali nośnej nadajnika telegraficznego lub transceivera.

Części składowe klawiatury (klawisze i membrany) pochodzą z kalkulatorów typu BRDA. Membrany tych klawiszy wraz z układem multiplekserowym oraz generatorem podsłuchu zamontowano na płytce drukowanej przedstawionej na rys. 5.6. Na rysunku 5.6c pokazano rozmieszczenie membran oraz elementów składowych na płytce multipleksera i generatora podsłuchu.



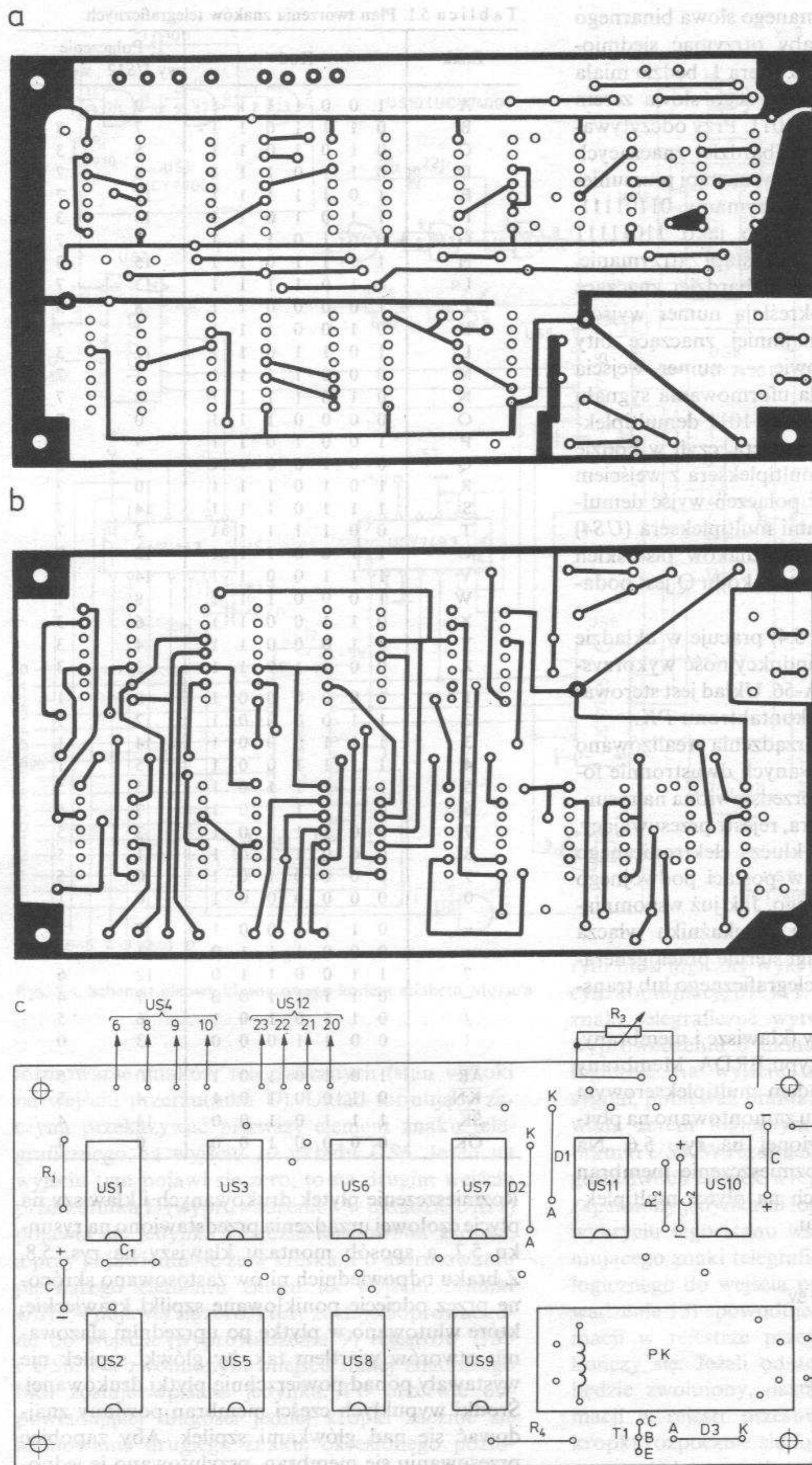
Rys. 5.4. Schemat ideowy generatora podsłuchu

Tablica 5.1. Plan tworzenia znaków telegraficznych

Znak	Kod	Połączenie wy *US12*	Połączenie we *US4*
A	1 0 0 1 1 1 1	9	7
B	0 1 1 1 0 1 1	7	3
C	0 1 0 1 0 1 1	5	3
D	0 1 1 0 1 1 1	6	7
E	1 0 1 1 1 1 1	11	7
F	1 1 0 1 0 1 1	13	3
G	0 0 1 0 1 1 1	2	7
H	1 1 1 1 0 1 1	15	3
I	1 1 0 1 1 1 1	13	7
J	1 0 0 0 0 1 1	8	3
K	0 1 0 0 1 1 1	4	7
L	1 0 1 1 0 1 1	11	3
M	0 0 0 1 1 1 1	1	7
N	0 1 0 1 1 1 1	5	7
O	0 0 0 0 1 1 1	0	7
P	1 0 0 1 0 1 1	9	3
Q	0 0 1 0 0 1 1	2	3
R	1 0 1 0 1 1 1	10	7
S	1 1 1 0 1 1 1	14	7
T	0 0 1 1 1 1 1	3	7
U	1 1 0 0 1 1 1	12	7
V	1 1 1 0 0 1 1	14	3
W	1 0 0 0 1 1 1	8	7
X	0 1 1 0 0 1 1	6	3
Y	0 1 0 0 0 1 1	4	3
Z	0 0 1 1 0 1 1	3	3
1	1 0 0 0 0 0 1	8	1
2	1 1 0 0 0 0 1	12	1
3	1 1 1 0 0 0 1	14	1
4	1 1 1 1 0 0 1	15	1
5	1 1 1 1 1 0 1	15	5
6	0 1 1 1 1 0 1	7	5
7	0 0 1 1 1 0 1	3	5
8	0 0 0 1 1 0 1	1	5
9	0 0 0 0 1 0 1	0	5
0	0 0 0 0 0 0 1	0	1
=	0 1 1 1 0 0 1	7	1
:	0 0 0 1 1 1 0	1	6
?	1 1 0 0 1 1 0	12	6
–	0 1 1 1 1 0 0	7	4
/	0 1 1 0 1 0 1	6	5
!	0 0 1 1 0 0 0	3	0
$\overline{AR}$	1 0 1 0 1 0 1	10	5
$\overline{KN}$	0 1 0 0 1 0 1	4	5
$\overline{SK}$	1 1 1 0 1 0 0	14	4
$\overline{OK}$	0 0 0 0 1 0 0	0	4

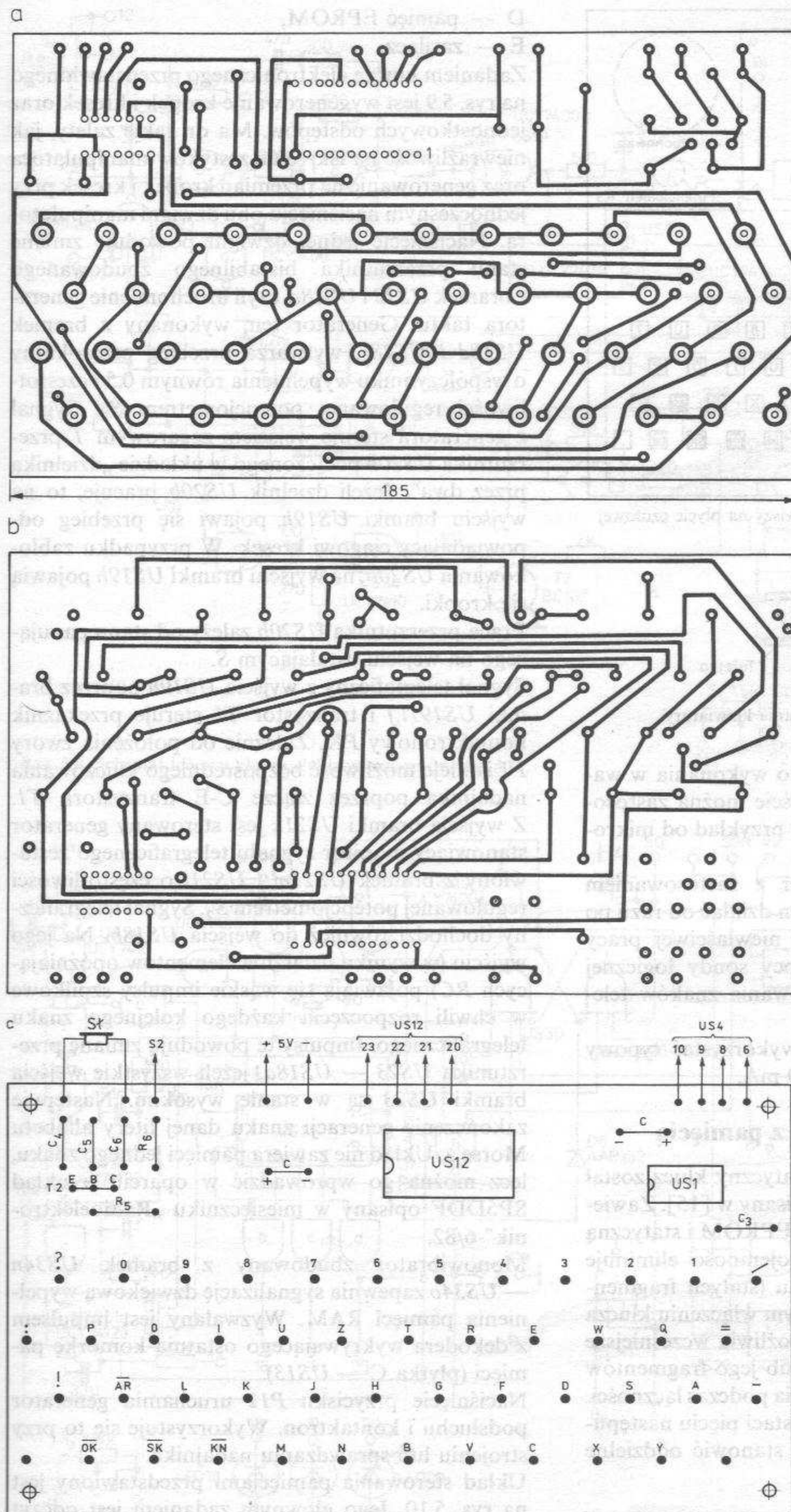
Rozmieszczenie płytek drukowanych i klawiszy na płycie czołowej urządzenia przedstawiono na rysunku 5.7, a sposób montażu klawiszy na rys. 5.8. Z braku odpowiednich nitów zastosowano skrócone przez odcięcie poniklowane szpilki krawieckie, które wlutowano w płytkę po uprzednim sfazowaniu otworów wiertłem tak, by główki szpilek nie wystawały ponad powierzchnią płytki drukowanej. Środki wypukłych części membran powinny znajdować się nad główkami szpilek. Aby zapobiec przesuwaniu się membran, przylutowano je jednopunktowo do płytki drukowanej.

Opisany sposób wykonania klawiatury nie jest



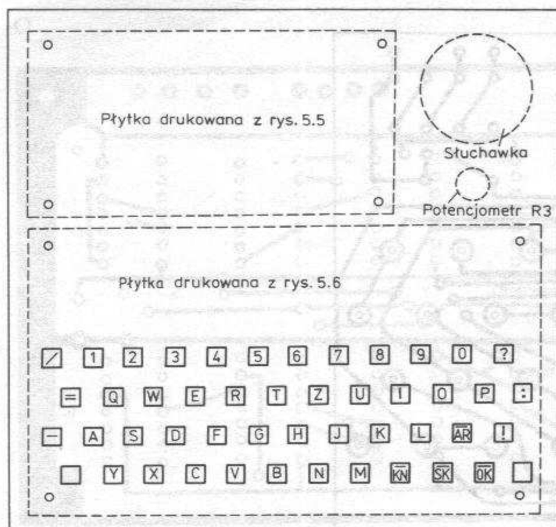
Rys. 5.5. Płytka drukowana kodera rejestru układu logiki i klucza

a) widok od strony elementów, b) od strony wyprowadzeń, c) rozmieszczenie elementów na płytce

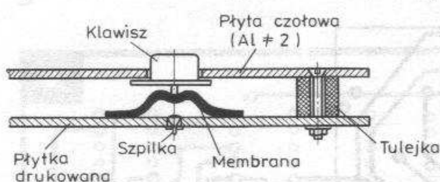


Rys. 5.6. Płytka drukowana multipleksera z membranami, klawiaturą i generatorem podsłuchu

a) widok od strony elementów, b) widok od strony wyprowadzeń, c) rozmieszczenie elementów na płytce



Rys. 5.7. Rozmieszczenie płytek i klawiszy na płycie czołowej



Rys. 5.8. Przykładowy sposób wykonania klawiatury

najlepszy, ale za to możliwy do wykonania w warunkach amatorskich. Oczywiście można zastosować każdą inną klawiaturę, na przykład od mikrokomputera.

Prawidłowo wykonany koder z zastosowaniem sprawnych elementów powinien działać od razu po zmontowaniu. W przypadku niewłaściwej pracy należy prześledzić przy pomocy sondy logicznej i oscyloskopu cały tok formowania znaków telegraficznych.

Do zasilania układu można wykorzystać typowy zasilacz stabilizowany 5 V/200 mA.

5.3. Klucz elektroniczny z pamięcią

Przedstawiony poniżej automatyczny klucz został zbudowany przez SP5CIB i opisany w [15]. Zawiera on dwie pamięci: stałą typu EPROM i statyczną RAM. Pamięć stała o dużej pojemności eliminuje konieczność wpisywania tekstu (stałych fragmentów łączności) po każdorazowym włączeniu klucza do sieci. Pamięć statyczna umożliwia wcześniejsze przygotowanie całego tekstu lub jego fragmentów do wielokrotnego wykorzystania podczas łączności.

Układ został zbudowany w postaci pięciu następujących modułów, które mogą stanowić oddzielne płytki drukowane:

A — klucz elektroniczny,
B — układ sterowania pamięciami,
C — pamięć RAM z licznikami adresu,
D — pamięć EPROM,
E — zasilacz.

Zadaniem klucza elektronicznego przedstawionego na rys. 5.9 jest wygenerowanie kropek i kresek oraz jednostkowych odstępów. Ma on takie zalety, jak niewrażliwość na iskrzenie zestyków manipulatora oraz generowanie na przemian kropek i kresek przy jednoczesnym naciśnięciu obu dźwigni manipulatora. Naciśnięcie jednej dźwigni powoduje zmianę stanu przerzutnika bistabilnego zbudowanego z bramek *US23* i *US18a*, czyli uruchomienie generatora taktu. Generator ten, wykonany z bramek *US18d i US18c*, wytwarza przebieg prostokątny o współczynniku wypełnienia równym 0,5 i częstotliwości regulowanej potencjometrem S_2. Sygnał z generatora steruje wejściem zegarowym *T* przerzutnika *US20b* połączonego w układzie „dzielnika przez dwa". Jeżeli dzielnik *US20b* pracuje, to na wyjściu bramki *US19h* pojawi się przebieg odpowiadający ciągowi kresek. W przypadku zablokowania *US20b*, na wyjściu bramki *US19h* pojawią się kropki.

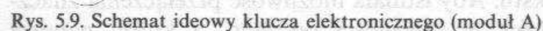
Praca przerzutnika *US20b* zależy od stanu panującego na wejściu ustalającym $\overline{S}$.

Sygnał telegraficzny z wyjścia *US19h* poprzez bramki *US191i,j* i tranzystor *T1* steruje przekaźnik kontaktronowy *PK*. Zależnie od położenia zwory *F1* istnieje możliwość bezpośredniego kluczowania nadajnika poprzez złącze C-E tranzystora *T1*. Z wyjścia bramki *US21k* jest sterowany generator stanowiący monitor sygnału telegraficznego zestawiony z bramek *US21m i US21l* o częstotliwości regulowanej potencjometrem S_2. Sygnał telegraficzny dochodzi również do wejścia *US18b*. Na jego wyjściu (w wyniku działania elementów opóźniających *RC*) pojawiają się wąskie impulsy szpilkowe w chwili rozpoczęcia każdego kolejnego znaku telegraficznego. Impulsy te powodują zmianę przerztunika *US23 — US18a*, jeżeli wszystkie wejścia bramki *US23* są w stanie wysokim. Następuje zakończenie generacji znaku danej litery alfabetu Morse'a. Układ nie zawiera pamięci jednego znaku, lecz można go wprowadzić w oparciu o układ SP5DDF opisany w miesięczniku „Radioelektronik" 6/82.

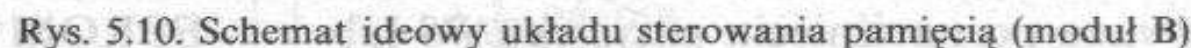
Monowibrator zbudowany z bramek *US34n — US34o* zapewnia sygnalizację dźwiękową wypełnienia pamięci RAM. Wyzwalany jest impulsem z dekodera wykrywającego ostatnią komórkę pamięci (płytka C — *US13*).

Naciśnięcie przycisku *P12* uruchamia generator podsłuchu i kontaktron. Wykorzystuje się to przy strojeniu lub sprawdzaniu nadajnika.

Układ sterowania pamięciami przedstawiony jest na rys. 5.10. Jego głównym zadaniem jest odczyt informacji z pamięci RAM i EPROM oraz zapis do pamięci RAM.



Rys. 5.9. Schemat ideowy klucza elektronicznego (moduł A)



Rys. 5.10. Schemat ideowy układu sterowania pamięcią (moduł B)

Chcąc dokonać zapisu należy wcisnąć przycisk *PS*, który zmieniając stan przerzutnika *US32p* — *US32r* powoduje odblokowanie monowibratora *US25a*. Przez naciśnięcie dowolnej dźwigni manipulatora (*SGR* = 1 na płytce A) następuje wyzerowanie przerzutnika JK (*US31*), ustawienie przerzutnika RS — START/STOP w pozycję START i włączenie kodera kodu wewnętrznego *US29*. Wytworzony w uniwibratorze *US25a* krótki impuls (za każdym narastającym zboczem sygnału) powoduje wpis do pamięci informacji panujących na wyjściach W_A i W_B. Opadające zbocze sygnału telegraficznego jest sygnałem taktującym licznik adresu.

Po zakończeniu ostatniego elemetu znaku telegraficznego zostanie wyzwolony monowibrator *US25b* i w efekcie nastąpi wygenerowanie impulsu zapisu przez *US25a* i zmiana stanu licznika adresu odpowiadająca jednemu taktowi. W tym momencie na wyjściach W_A i W_B panuje zero logiczne, zatem do pamięci zostanie wpisany sygnał ODSTĘP. Cykl powtarza się, powodując w efekcie wpisanie trzech kolejnych sygnałów odstępu dzięki licznikowi do 3 (*US31*). Przerwę między kolejnymi impulsami ODSTĘP określa stała czasowa C_2, S_3. Działanie pętli zostanie przerwane po naciśnięciu dźwigni manipulatora. W przypadku kiedy chcemy wpisać do pamięci więcej niż trzy rozkazy ODSTĘP, należy wyzerować *US31* przez naciśnięcie przycisku *P9*. Diody świecące *LED18* ÷ *LED20* wskazują, ile rozkazów ODSTĘP zostało w danej chwili umieszczonych w pamięci.

Po naciśnięciu przycisku *P8* dokonuje się rejestracji STOP ($W_A = 1$, $W_B = 1$). Każde naciśnięcie dźwigni manipulatora powoduje ustawienie przerzutnika START/STOP w pozycję START. Zmiana tego stanu przyciskiem *P8* na przeciwny powoduje wygenerowanie impulsu zapisu i przesunięcie licznika adresu o 1 bit.

Wciśnięcie przycisku *P6* powoduje odczyt zawartości pamięci (przerzutnik RS w pozycji ODCZYT). W tym stanie nie jest możliwe wytwarzanie impulsów zapisu, odstępu i stopu, a jedynie włączenie dekodera odczytu (*US27*, *US28*) i generatora taktu za pomocą przycisku *P7*.

Informacja z wyjść pamięci A_R i B_S jest podawana na wejście dekodera, skąd po przetworzeniu trafia do wejść przerzutników *US20*. Generowane są kolejne elementy znaków telegraficznych aż do chwili pojawienia się na wejściach A_R i B_S dekodera kodu jedynek logicznych. Stan ten odpowiada rozkazowi STOP i następuje zatrzymanie procesu odczytu. Przypadek ten nie będzie miał miejsca, gdy przełącznik *P10* ustawimy w pozycję PĘTLA. Odczyt będzie odbywał się cyklicznie od znacznika do najbliższego mu rozkazu STOP. Operacja taka będzie przerwana po naciśnięciu przycisku *P8* lub automatycznie, gdy wcześniej został załączony przycisk *P10*. Po naciśnięciu przycisku *P11* zostaje uruchomiony generator taktu oraz zostają ustawione liczniki adresu w wybranej znacznikiem pozycji. Bramka *US27v* dekoduje rozkaz ODSTĘP powodując zablokowanie tranzystora *T1*.

Na rysunku 5.11 przedstawiono pamięć RAM zbudowaną z układów *US11 i US12* (MCY7102 o pojemności 2 kB) z licznikami adresu *US2* ÷ *US4* w postaci rewersyjnych programowanych liczników binarnych (UCY74193). Oprócz tych podzespołów na płytce znajdują się:

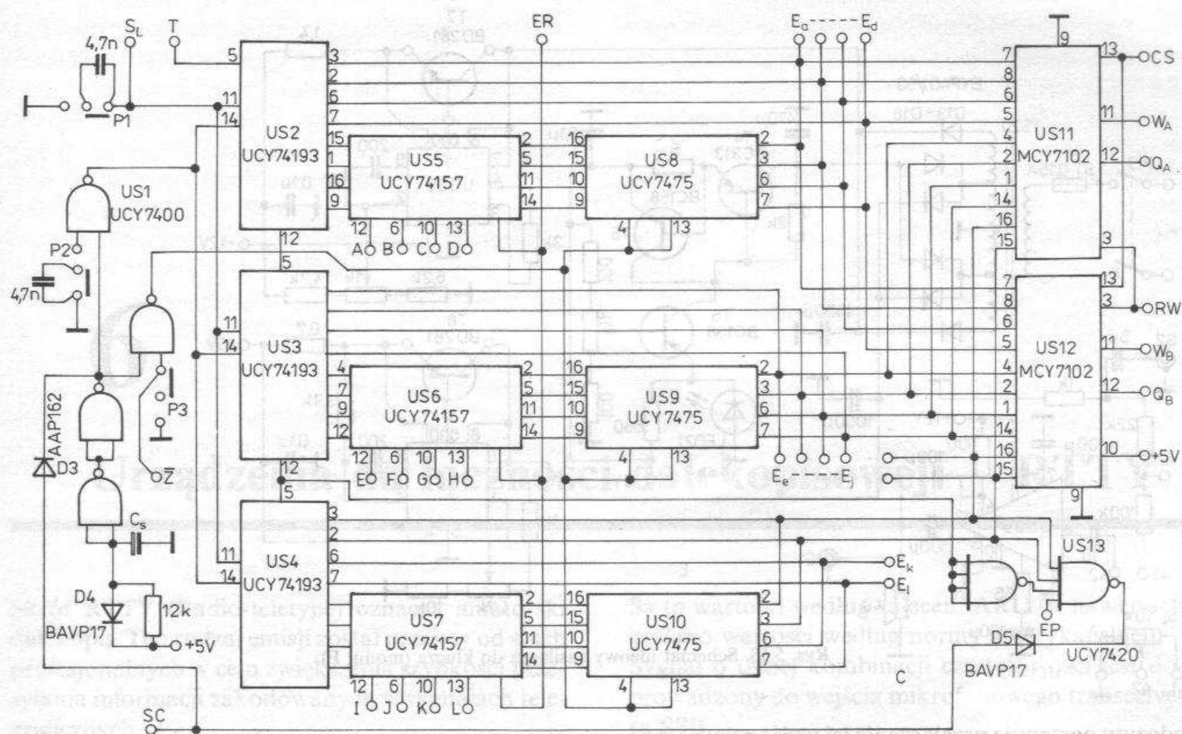
— pamięć znaczników *US8* ÷ *US10*,
— przełącznik znaczników dla pamięci RAM i EPROM (*US5* ÷ *US7*),
— generator impulsu ustawiającego przy włączeniu urządzenia do sieci (*US1*),
— dekoder selekcjonujący ostatnią komórkę pamięci RAM (*US13*).

Naciśnięcie przycisku *P3* powoduje przepisanie do pamięci znaczników informacji o aktualnie panujących stanach na wyjściach liczników adresów. Wciśnięcie przycisku *P1* powoduje powrót do miejsca, które jest pamiętane jako znacznik. Znacznik pamięci RAM (w przeciwieństwie do EPROM) może być zapisany w dowolnej chwili i dowolnym miejscu tekstu. Aby istniała możliwość przełączenia znaczników w zależności od tego, z której pamięci korzystamy, zastosowano przełącznik elektroniczny w postaci trzech podwójnych multiplekserów UCY74157. Stan niski na wyprowadzeniach *1* powoduje podawanie informacji z pamięci znaczników, stan wysoki zaś podawanie informacji do wejść programujących liczników adresu z przełączników *Z1* ÷ *Z4* i matrycy diodowej.

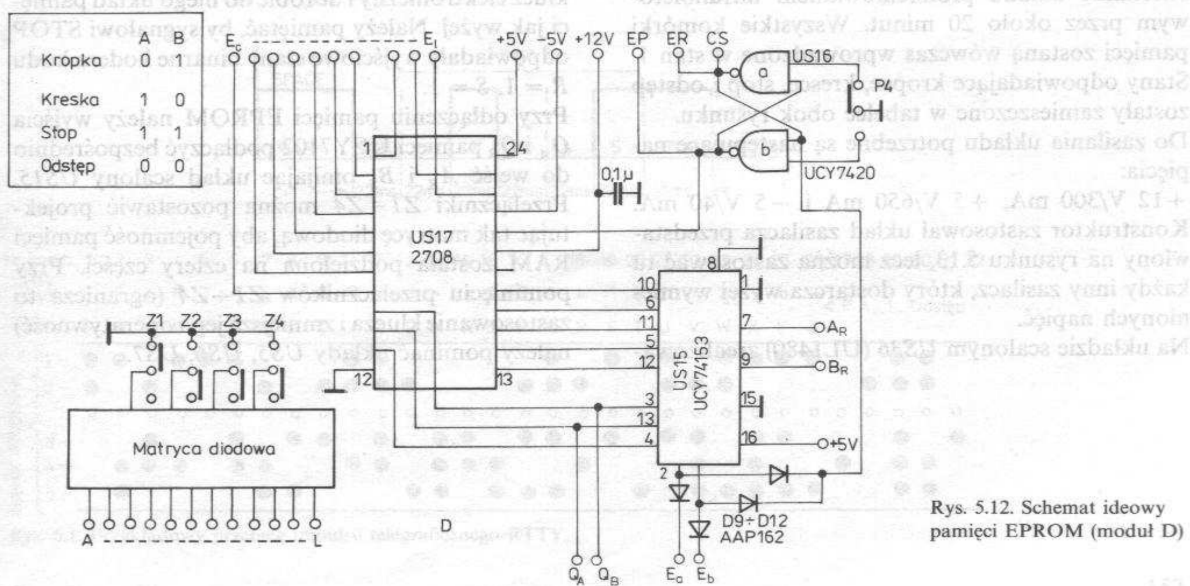
Włączenie urządzenia do sieci powoduje zadziałanie generatora impulsu ustawiającego (*US1*), który wytwarza pojedynczy impuls zerujący liczniki adresu i pamięć znaczników oraz ustawiający klucz w pozycji ODCZYT. Dekoder zbudowany na układzie *US13* powoduje wykrycie ostatniej komórki pamięci RAM i przełączenie klucza również w pozycji ODCZYT po uprzednim wpisaniu w tę komórkę stanu znaku STOP. Moment ten jest sygnalizowany w głośniku monitora krótkim tonem.

Przycisk *P2* umożliwia szybki powrót na początek pamięci (zerowanie liczników adresu). Przyciski *P1* ÷ *P3* umożliwiają dowolną manipulację zawartością pamięci RAM. W czasie odczytu diody świecące LED sygnalizują, jaka część tekstu została już odczytana. Układ ten jest zrealizowany z zastosowaniem demultipleksera UCY74154 i 17 diod świecących LED. Po przekroczeniu połowy zawartości RAM zapali się dioda *LED 17* zasilana tranzystorem *T3*.

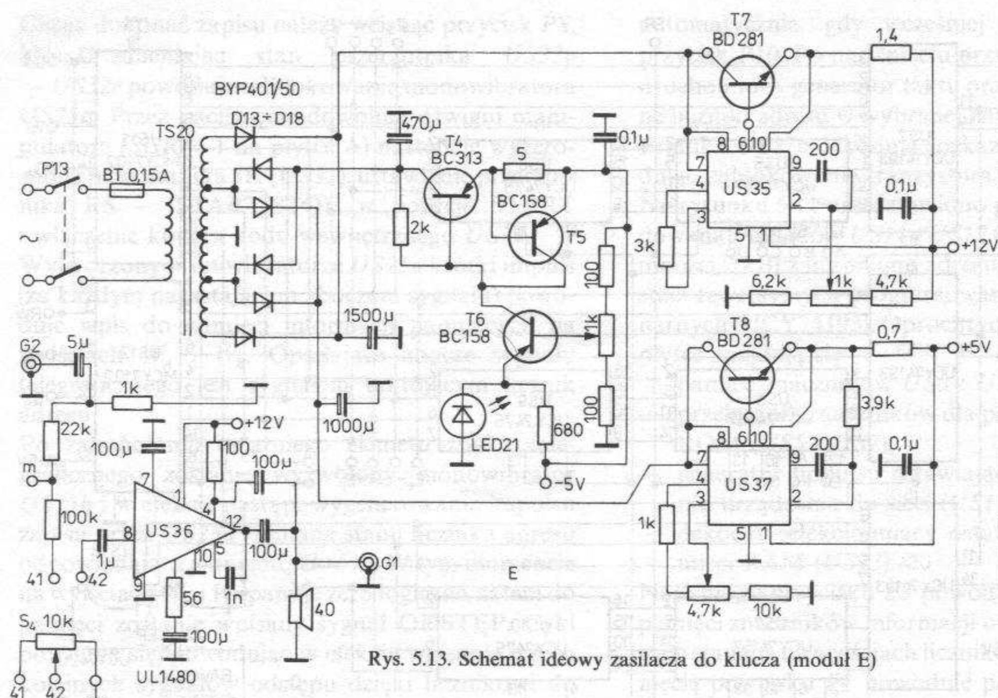
Na rysunku 5.12 przedstawiono układ pamięci EPROM typu 2708 o pojemności 8 kB. W czasie



Rys. 5.11. Schemat ideowy układu pamięci RAM z licznikami adresu (moduł C)



Rys. 5.12. Schemat ideowy pamięci EPROM (moduł D)



Rys. 5.13. Schemat ideowy zasilacza do klucza (moduł E)

odczytu następuje przełączenie jej wyjść przy pomocy demultipleksera *US15* (UCY74153). Pamięć RAM (EPROM) jest przełączana przerzutnikiem RS zbudowanym z bramek *US16*. Zawartość pamięci EPROM została podzielona czterema znacznikami wybieranymi za pośrednictwem przełączników *Z1* ÷ *Z4*. Sama lokalizacja znaczników zależy już od rodzaju wpisywanego tekstu i inwencji operatora.

Programowanie pamięci EPROM, czyli zapis bitów o wartości 0 w odpowiednim miejscu matrycy, można przeprowadzić za pomocą programatora EPROM i programu komputerowego. W przypadku pomyłki pamięć można skasować stosując naświetlanie układu promieniowaniem ultrafioletowym przez około 20 minut. Wszystkie komórki pamięci zostaną wówczas wprowadzone w stan 1. Stany odpowiadające kropce, kresce, stop i odstęp zostały zamieszczone w tabelce obok rysunku.

Do zasilania układu potrzebne są następujące napięcia:

+12 V/300 mA, +5 V/650 mA i −5 V/40 mA. Konstruktor zastosował układ zasilacza przedstawiony na rysunku 5.13, lecz można zastosować tu każdy inny zasilacz, który dostarcza wyżej wymienionych napięć.

Na układzie scalonym *US36* (UL1480) zrealizowano wzmacniacz monitora, lecz układ ten można pominąć i zastosować zwykłą słuchawkę, np. W66. Klucz elektroniczny można zmontować na pięciu uniwersalnych płytkach drukowanych. W co drugim układzie scalonym powinien być wlutowany kondensator o wartości 47 nF ÷ 0,1 kF blokujący napięcie zasilania. Przy montażu należy zachować szczególną ostrożność z pamięcią EPROM 2708 ze względu na możliwość łatwego jej uszkodzenia. Zaleca się zamontowanie jej za pośrednictwem podstawki 24-wyprowadzeniowej.

Układ był zaprojektowany przez konstruktora tak, aby można było dokonywać w nim zmian i ulepszeń. Można również zaadaptować posiadany już klucz elektroniczny i dorobić do niego układ pamięci jak wyżej. Należy pamiętać, by sygnałowi STOP odpowiadały wyjściowe stany binarne kodera kodu $R = 1$, $S = 1$.

Przy odłączeniu pamięci EPROM należy wyjścia Q_A i Q_B pamięci UCY7102 podłączyć bezpośrednio do wejść A_R i B_S omijając układ scalony *US15*. Przełączniki *Z1* ÷ *Z4* można pozostawić projektując tak matrycę diodową, aby pojemność pamięci RAM została podzielona na cztery części. Przy pominięciu przełączników *Z1* ÷ *Z4* (ogranicza to zastosowanie klucza i zmniejsza jego operatywność) należy pominąć układy *US5*, *US6*, *US7*.

6

Urządzenia do łączności dalekopisowej — RTTY

Skrót RTTY (Radio-teletype) oznacza amatorski dalekopis. Ten rodzaj emisji został przejęty od służb profesjonalnych w celu zwiększenia szybkości przesyłania informacji zakodowanych w sygnałach telegraficznych.

Pojedynczy znak (litera lub cyfra) składa się z pięciu impulsów znakowych i dwóch impulsów sterujących START i STOP (rys. 6.1). Czas trwania każdego znaku wynosi 163 ms przy prędkości 45,45 bodów. Znaki formowane są w urządzeniu dalekopisowym sprzężonym z generatorem akustycznym (AFSK), który nadaje impulsom określone częstotliwości:

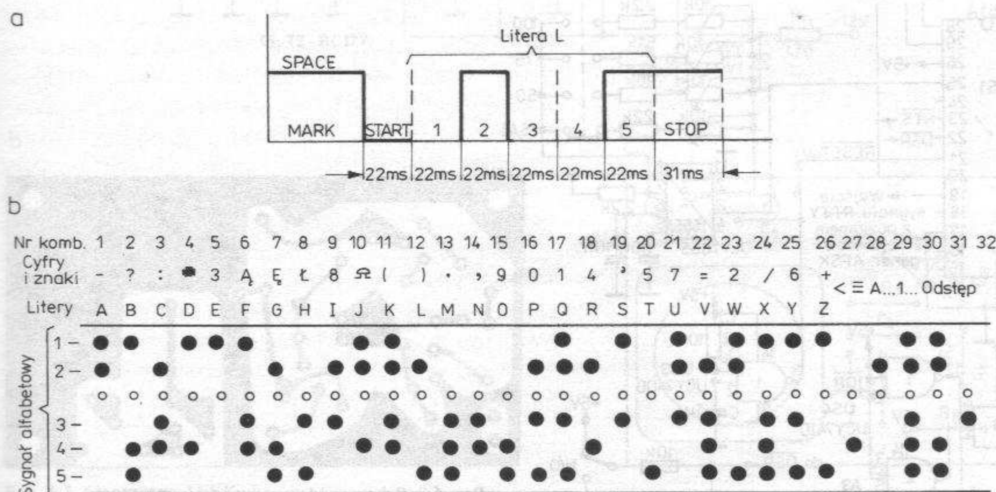
MARK (ZNAK) $I_d = 40$ mA, $f_s = 1275$ Hz ($f_m = 2125$ Hz)

SPACE (ODSTĘP) $I_d = 0$ mA, $f_m = 1445$ Hz ($f_s = 2295$ Hz) — 170 Hz SHIFT
2125 Hz (2975 Hz) — 850 Hz SHIFT

Są to wartości według zaleceń IARU (w nawiasach podano wartości według normy amerykańskiej). Sygnał o takiej kombinacji częstotliwości jest doprowadzony do wejścia mikrofonowego transceivera SSB.

Przy odbiorze sygnał z wyjścia głośnikowego transceivera jest dekodowany w specjalnym konwerterze, którego zadaniem jest wydzielenie impulsów MARK oraz SPACE w filtrach m.cz. (*LC* lub aktywnych). Po wzmocnieniu i detekcji sygnały te zostają ponownie połączone i po odfiltrowaniu skierowane do przekaźnika i drukarki. Odebrany tekst jest drukowany na drukarce lub wyświetlany na ekranie monitora (w zależności od wyposażenia radiostacji).

Pierwsze łączności emisją RTTY odbywały się za pomocą dalekopisów mechanicznych odpowiednio przystosowanych do pracy amatorskiej.

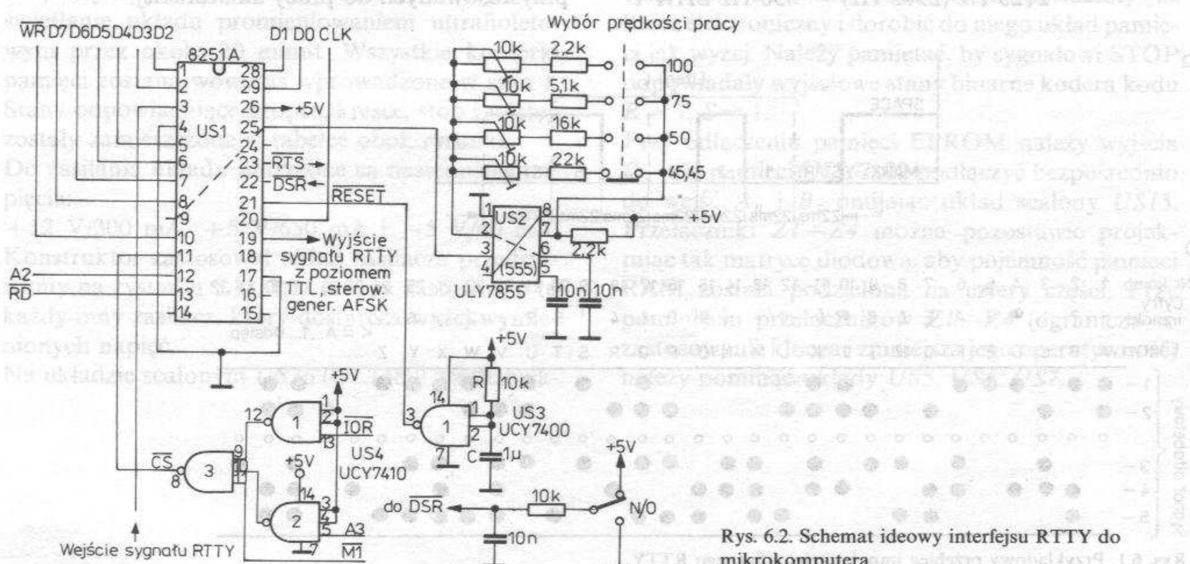


Rys. 6.1. Przykładowy przebieg impulsu telegraficznego RTTY

Do rąk amatorów trafiają przeróżne dalekopisy wycofane ze służb profesjonalnych (np. RFT, LORENTZ, CREED, T-37, T-34). Powinny one być oddane do przeglądu do specjalistycznego zakładu w celu przeprowadzenia niezbędnych regulacji, a przede wszystkim obniżenia szybkości telegrafowania z 50 bodów na 45,45 (szybkość amatorska). Regulacja taka polega na zmniejszeniu obrotów silnika i przy prawidłowo ustawionych obrotach czas pisania jednej linii (69 znaków) powinien wynosić 11,25 s (65 znaków w 10 s).
Obecnie łączności emisją RTTY prowadzi się za pomocą mikrokomputerów połączonych z transceiverem za pomocą specjalnych przystawek — modemów i odpowiednich programów.
Jednym z nowszych rodzajów emisji zbliżonym do RTTY jest Packet Radio — PR. Umożliwia ona bardzo szybkie przesłanie informacji za pomocą urządzeń komputerowych, z tym że znaki nie są nadawane natychmiast po naciśnięciu klawisza, lecz są grupowane w tzw. pakiety, które są zaopatrywane w znaki wywoławcze stacji nadawczej i adresata, sumę kontrolną oraz sygnalizację początku i końca. Nie ma tutaj dodatkowych bitów startu i stopu. Treść transmisji jest nadawana w kodzie ASCII. Poprawność odebrania każdego pakietu przez adresata (do tego celu jest suma kontrolna) jest potwierdzana przez nadanie do stacji nadawczej pakietu kwitującego. Stacja nadawcza może wówczas rozpocząć nadawanie następnego pakietu.
Niezbędne wyposażenie radiostacji do pracy w systemie Packet Radio składa się, oprócz tranceivera, z terminalu komputerowego lub komputera z odpowiednim programem naśladującym terminal oraz modemu przetwarzającego dane z komputera na postać tonów m.cz. po odpowiednim pogrupowaniu ich w pakiety. W pasmach KF jest stosowany przesuw częstotliwości 200 Hz (MARK = 1600 Hz, SPACE = 1800 Hz).
W książce nie opisano układów umożliwiających pracę w systemie Packet Radio, ponieważ są one bardzo skomplikowane, zawierają m.in. mikroprocesory. Budowa takich urządzeń wymaga dużego doświadczenia z układami informatycznymi.

6.1. Interfejs RTTY do mikrokomputera

Interfejs ten stanowi pewien rodzaj złącza pozwalającego na wymianę informacji pomiędzy mikrokomputerem a urządzeniami peryferyjnymi, czyli w naszym przypadku konwerterem RTTY i generatorem AFSK współpracującymi z transceiverem.
Przedstawiony na rys. 6.2 układ wraz z kodem maszynowym programu według OK1DXS — (patrz *Dodatek*) umożliwia pracę emisją RTTY przy pomocy najprostszego mikrokomputera ZX-81 bądź, po niewielkich zmianach, innego mikrokomputera.
Do budowy interfejsu niezbędny jest specjalistyczny układ 8251A (USART). Jest to programowalny układ *WE-WY* umożliwiający między innymi sterowanie synchronicznej transmisji szeregowej. Przyjmuje on z mikroprocesora mikrokomputera dane w postaci równoległej i umożliwia przesłanie ich w postaci szeregowej do nadajnika. Umożliwia on również odbiór informacji w postaci szeregowej z odbiornika i przesyłanie ich do mikroprocesora.
Można wśród wyprowadzeń układu wyróżnić cztery grupy wejść i wyjść, który łączą układ z:
— mikroprocesorem (*DO* ÷ *D7*, $\overline{IOR}$, *A3*, $\overline{M1}$, *A2*, $\overline{WR}$, $\overline{RD}$, *CIK*)
— nadajnikiem (wejście sygnału RTTY z poziomem TTL z konwertera),



Rys. 6.2. Schemat ideowy interfejsu RTTY do mikrokomputera

— odbiornikiem (wyjścia sygnału RTTY z poziomem TTL do sterowania generatora AFSK),
— układem sterującym modemem lub transceiverem (*RTS*, $\overline{DSR}$).

Sygnał *RESET* (zerowanie) wytwarzany jest za pomocą układu *RC* i bramki 1 układu UCY7400 — *US3*. Sygnał $\overline{CS}$ (wejście wybierające) jest wytworzony przez iloczyn sygnałów $\overline{IOR}$, *A3*, $\overline{M1}$ za pomocą bramek układu UCY7410 — *US4*.

Układ *US2* (ULY7855) jest generatorem i zależnie od wymaganej szybkości pracy ma różną częstotliwość impulsów.

Układ interfejsu najlepiej jest zmontować na uniwersalnej płytce montażowej z wykorzystaniem podstawki o 28 wyprowadzeniach pod układ 8251A. Wyprowadzenie układu USART 8251A łączymy poprzez złącze krawędziowe z mikrokomputerem pamiętając, aby przewody połączeniowe były w miarę możliwości jak najkrótsze. Zalecane jest wykonanie oddzielnego zasilacza + 5 V, aby nie obciążać istniejącego w mikrokomputerze stabilizatora + 5 V, ponieważ mogłoby to doprowadzić do jego przegrzania i uszkodzenia.

Wyjście $\overline{DSR}$ (wyprowadzenie *22*) powinno być sterowane poziomem TTL z przełącznika nadawanie—odbiór transceivera (*N/O*). Wyjście $\overline{RTS}$ może służyć do sygnalizacji sygnału RTTY (1 — nadawanie lub ładowanie programu, 0 — odbiór).

Układ wymaga jeszcze ustawienia częstotliwości wyjściowej generatora ULY7855. Wartość częstotliwości jest zależna od adresu 16561 (patrz program). Dla liczby 130 (jak wynika to z programu OK1DXS — *Dodatek*) częstotliwość obliczamy ze wzoru:

$$f = 16\ F$$

gdzie: f — częstotliwość generowana przez układ ULY7855,
F — szybkość nadawania i odbioru sygnałów RTTY.

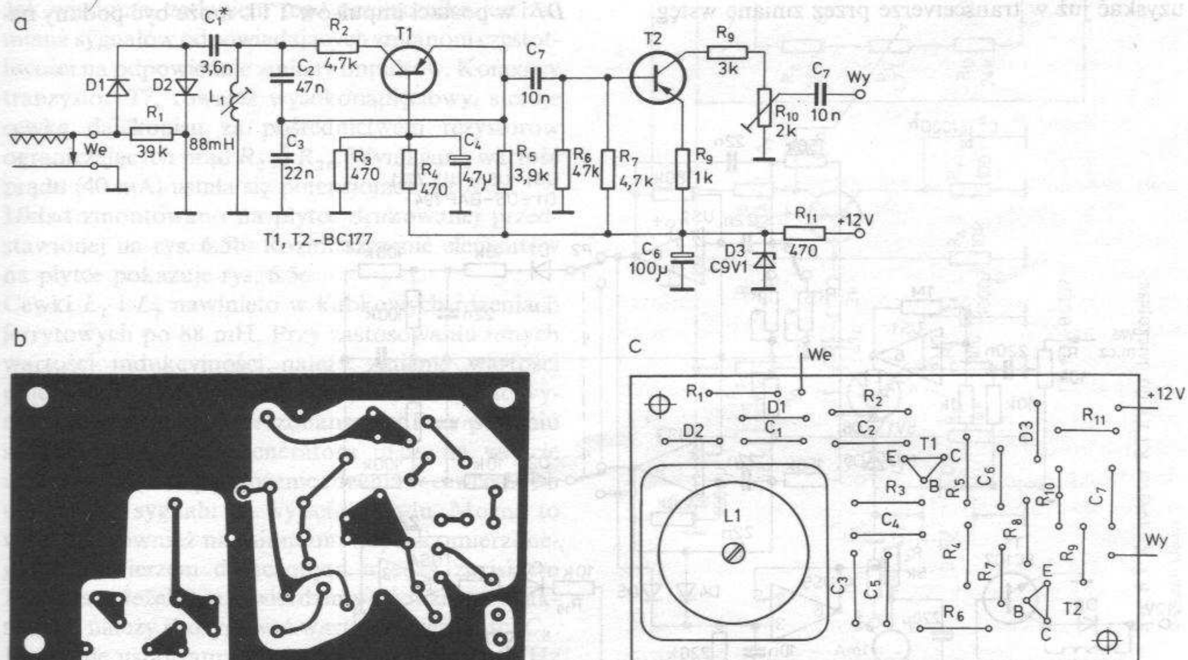
Na przykład dla $F = 100$ bodów, $f = 1600$ Hz. Jeżeli liczba zawarta w adresie 16561 będzie wynosiła 131, to częstotliwość obliczamy ze wzoru:

$$f = 64\ F$$

Opisany interfejs może współpracować z modemami opisanymi w następnym rozdziale. W każdym razie na wyprowadzenie *3* układu 8251A należy doprowadzić sygnał z konwertera odbiornika z poziomem TTL (1445 i 1275 Hz), do wyjścia zaś (wyprowadzenie *19*) powinien być dołączony generator AFSK sterujący wejściem mikrofonowym transceivera.

6.2. Generator AFSK do mikrokomputera lub dalekopisu

Ten prosty generator (rys. 6.3a) pracuje na tranzystorze *T1* i wytwarza dwie częstotliwości akustyczne: 1275 i 1445 Hz, które zapewniają SHIFT 170 Hz (różnicę częstotliwości). W zasadzie częstotliwości te mogą być inne i mieścić się w granicach 2 ÷ 3 kHz,



Rys. 6.3. Generator AFSK

a) schemat ideowy, b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów na płytce

co nawet jest korzystniejsze z punktu widzenia niepożądanych częstotliwości harmonicznych (nie są one słyszalne, ponieważ mieszczą się poza charakterystyką kwarcowego filtru SSB). Jednak przyjęte wartości wynikają z zaleceń IARU, która ustaliła na pasma fal krótkich częstotliwości 1275 i 1445 Hz, na pasma zaś UKF częstotliwości 2125 i 2275 Hz przy skoku 850 Hz. W celu uzyskania wartości SHIFT-u innej niż 170 Hz należy zmienić wartość pojemności kondensatora C_1, który obniża częstotliwość generatora (po spolaryzowaniu diod *D1* i *D2* w kierunku przewodzenia).

Układ zmontowano na płytce drukowanej przedstawionej na rys. 6.3b. Rozmieszczenie elementów na płytce pokazuje rys. 6.3c.

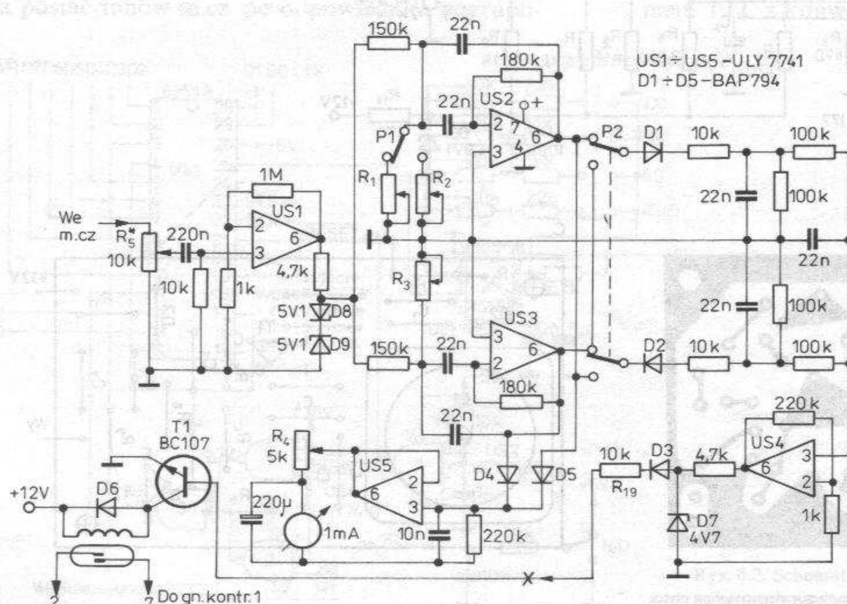
W układzie zastosowano identyczną cewkę (88 mH) jak w konwerterze RTTY opisanym w p. 6.4. Uruchomienie układu sprowadza się do takiego ustawienia rdzenia w cewce, aby przy nie naciśniętym klawiszu uzyskać na wyjściu sygnał sinusoidalny o częstotliwości 1445 Hz. Jeżeli będą kłopoty z uzyskaniem takiej wartości, to można równolegle do zacisków cewki przylutować dobrany kondensator lub zmniejszyć liczbę zwojów w cewce, pamiętając, że pierwsza z tych operacji zmniejsza częstotliwość, a druga zwiększa. W następnej kolejności dołączamy kondensator C_1 do masy i korygujemy jego wartość w ten sposób, aby uzyskać częstotliwość 1275 Hz. Potencjometr R_{10} ustawiamy w zależności od czułości wejścia mikrofonowego transceivera. Przy uruchamianiu należy pamiętać, że odwrócenie częstotliwości MARK i SPACE można uzyskać już w transceiverze przez zmianę wstęg.

6.3. Konwerter RTTY do mikrokomputera

Sygnał RTTY odbierany emisją SSB ma postać dwóch częstotliwości: najczęściej 1445 i 1275 Hz. Na rysunku 6.4 przedstawiono schemat konwertera opracowanego przez G4IDE i opisywanego w różnych czasopismach. Zadaniem tego układu jest przekształcenie częstotliwości sygnału sinusoidalnego 1445 i 1275 Hz odpowiednio na stan logiczny jedynki i zera lub odwrotnie.

W układzie zastosowano pięć wzmacniaczy operacyjnych ULY7741. Sygnał m.cz. z wyjścia głośnikowego transceivera lub wcześniej z detektora jest podawany na wzmacniacz—ogranicznik z układem *US1*. Diody *D8* i *D9* ograniczają jego amplitudę do poziomu 5 V. Następnie sygnał jest podawany na wejście filtrów aktywnych z układami *US2* i *US3*. Potencjometrami R_1, R_2 i R_3 ustawia się częstotliwości pracy układu. Za pomocą potencjometru koryguje się filtr *US3* na częstotliwość przepustową 1445 Hz (MARK). Filtr *US2* może mieć częstotliwość 1275 Hz ustawioną potencjometrem R_2 lub 2125 Hz ustawioną potencjometrem R_1. Uzyska się w ten sposób wartość SHIFT 170 lub 850 Hz (wybieranie przełącznikiem *P1*). Przełącznik *P2* pozwala na wybór rodzaju pracy normalnej lub rewersyjnej.

Sygnał w postaci impulsów stałoprądowych (po detektorze z diodami *D1* i *D2*) jest podawany na komparator pracujący na układzie *US4*. Z wyjścia komparatora sygnał jest ograniczany diodą Zenera *D7* i w postaci impulsów TTL może być podany na

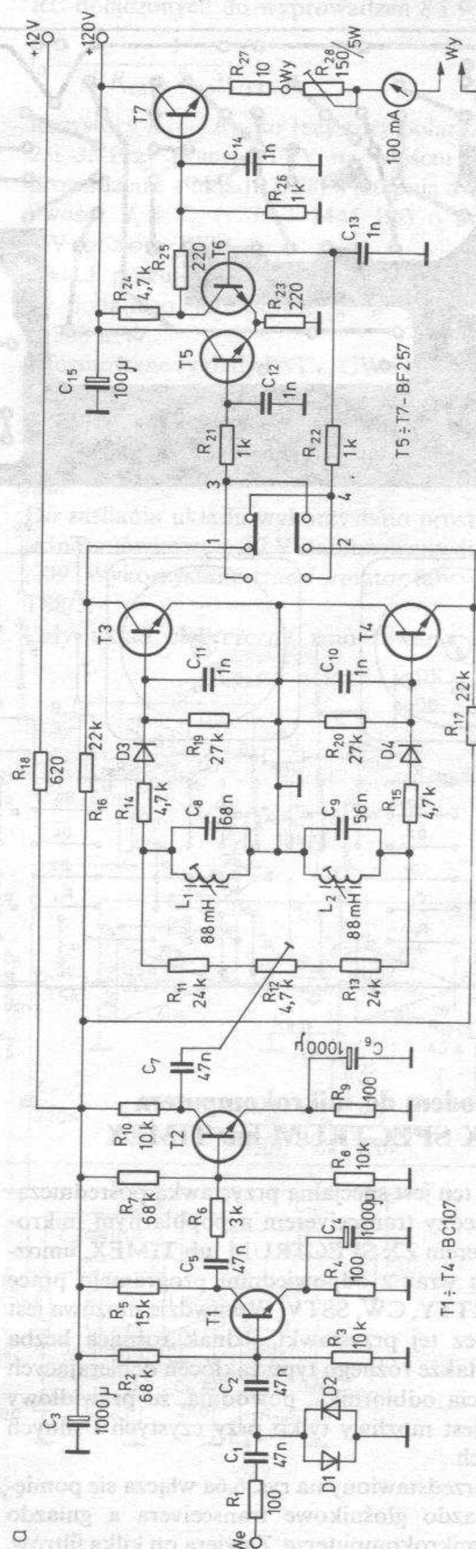


Rys. 6.4. Schemat ideowy konwertera RTTY do mikrokomputera

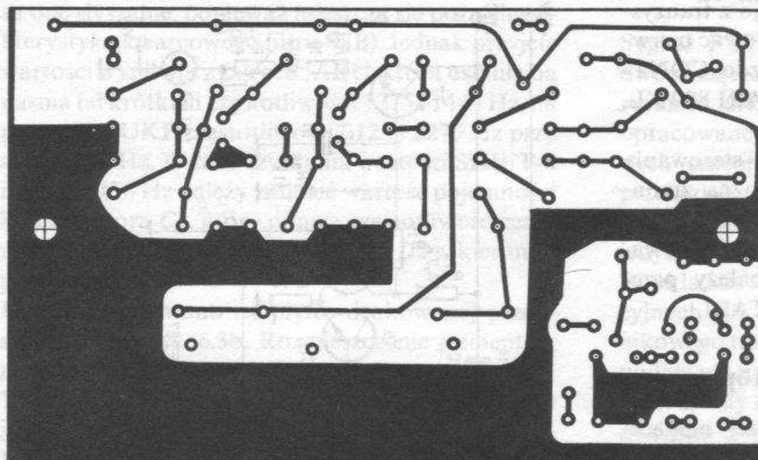
wyprowadzenie *11* układu 8251A (interface ZX-81 opisany poprzednio — rys. 6.3) lub na układ zasilania przekaźnika kontaktronowego z tranzystorem *T1*. Styki przekaźnika mogą sterować pierwszym portem joysticka (poprzez gniazdo CONTROLLERS 1 w mikrokomputerze ATARI 800 XL, 65 XE, 130 itp).
Układ *US5* jest wykorzystywany do sterowania wskaźnikiem poziomu. Konwerter można zmontować na uniwersalnej płytce drukowanej, a do zasilania wykorzystać typowy zasilacz stabilizowany ±12 V. Uruchomienie układu należy przeprowadzić z programem RTTY na ATARI.

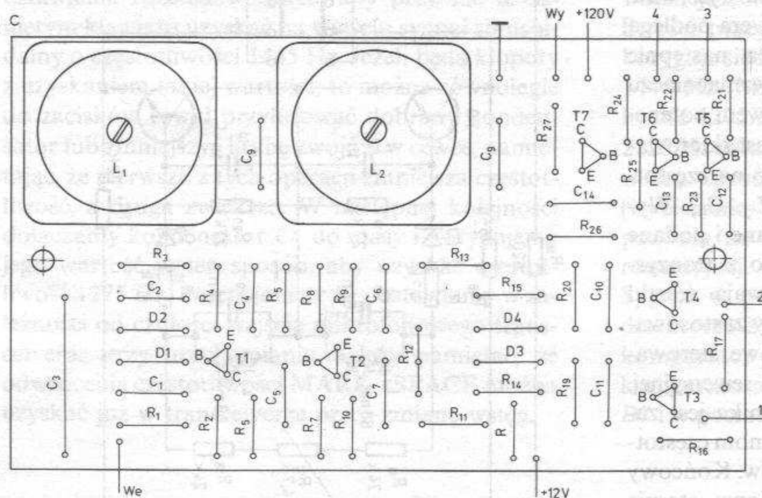
6.4. Konwerter RTTY do dalekopisu

Schemat ideowy przystawki odbiorczej mogącej współpracować z dalekopisami mechanicznymi różnych typów jest przedstawiony na rys. 6.5a. Sygnał z wyjścia głośnikowego transceivera podlega ograniczeniu na diodach *D1* i *D2*, a następnie wzmocnieniu w dwustopniowym wzmacniaczu z tranzystorami *T1* i *T2*. Za pośrednictwem potencjometru symetryzującego sygnał m.cz. jest skierowany na dwa filtry dekodera zestrojonego na częstotliwości 1275 Hz (L_1, C_8) i 1445 Hz (L_2, C_9). Wydzielone sygnały są następnie prostowane i podane na wejścia wzmacniaczy prądu stałego z tranzystorami *T3* i *T4*. Elementy *RC* usuwają resztki napięcia akustycznego. W stopniu mocy zastosowano tranzystory *T5* i *T6*, wysokonapięciowe, sterowane z przełącznika pracy normalnej lub rewersyjnej. Jak wiadomo, zadaniem tego przełącznika jest zamiana sygnałów odpowiadających zmianom częstotliwości na odpowiednie zmiany impulsów. Końcowy tranzystor *T7*, również wysokonapięciowy, steruje cewką dalekopisu za pośrednictwem rezystorów ograniczających prąd R_{27} i R_{28}. Wymaganą wartość prądu (40 mA) ustala się potencjometrem R_{28}.
Układ zmontowano na płytce drukowanej przedstawionej na rys. 6.5b. Rozmieszczenie elementów na płytce pokazuje rys. 6.5c.
Cewki L_1 i L_2 nawinięto w kubkowych rdzeniach ferrytowych po 88 mH. Przy zastosowaniu innych wartości indukcyjności należy zmienić wartości pojemności kondensatorów tak, aby otrzymać wymagane częstotliwości rezonansowe. Przy podaniu sygnału 1275 Hz z generatora m.cz. na wejście układu, ustawiamy położenie rdzenia w cewce L_1 na maksimum sygnału na wyjściu układu. Można to wykonać również na minimum napięcia mierzonego woltomierzem dołączonym między zaciskiem *1* a masą. Jeżeli nie stwierdzimy wyraźnego maksimum, należy skorygować wartość pojemności C_8. Podobnie ustawiamy L_2 na częstotliwość 1445 Hz (zacisk *2*). Potencjometr R_{12} ustawiamy na jednakowe wartości napięć na zaciskach *1* i *2*.



Rys. 6.5. Konwerter RTTY do dalekopisu
a) schemat ideowy





Rys. 6.5. b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów na płytce

6.5. Modem do mikrokomputera ZX SPECTRUM lub TIMEX

Modem ten jest specjalną przystawką pośredniczącą pomiędzy transceiverem a popularnym mikrokomputerem ZX SPECTRUM lub TIMEX, umożliwiającą wraz z odpowiednim programem pracę emisją RTTY, CW, SSTV. Wprawdzie możliwa jest praca bez tej przystawki, jednak rosnąca liczba stacji, a także różnego typu zakłóceń docierających do wejścia odbiornika, powodują, że prawidłowy odbiór jest możliwy tylko przy czystych i silnych sygnałach.

Układ przedstawiony na rys. 6.6a włącza się pomiędzy gniazdo głośnikowe transceivera a gniazdo *EAR* w mikrokomputerze. Zawiera on kilka filtrów, kształtujących sygnał m.cz. odpowiednio do rodzaju pracy SSTV, CW, RTTY. Ich zadaniem jest odfiltrowanie (oczyszczenie) sygnału z *QRM*-ów pojawiających się w pobliżu pracy stacji oraz zapewnienie odpowiedniego stałego poziomu potrzebnego do wejścia *EAR* mikrokomputera.

Układ zawiera siedem wzmacniaczy operacyjnych *US1* ÷ *US7* (7 × ULY7741), które spełniają następujące funkcje:

US1 — wzmacniacz m.cz. 20 dB poprzedzony ogranicznikiem napięcia,

US2 — filtr dolnoprzepustowy o częstotliwości odcięcia około 1 kHz,

US3 — filtr górnoprzepustowy o częstotliwości odcięcia około 2,8 kHz,

US4 — komparator w układzie sumacyjnym,

US5 — filtr środkowoprzepustowy o częstotliwości zależnej od rodzaju pracy: SSTV — 1200 Hz, CW — 800 Hz, RTTY A — 2210 Hz, RTTY E — 1360 Hz,

US6 i *US7* — przetwornik dwupołówkowy napięcia zmiennego na napięcie stałe ujemne.

Diody *D1* i *D2* stanowią ogranicznik diodowy obcinający sygnały na poziomie ±0,7 V. Diody *D3* i *D4* wchodzą w skład przetwornika dwupołówkowego, a diody *D5* i *D6* w pętli sprzężenia zwrotnego komparatora ustalają stały poziom sygnału SSTV. Dioda *D7* sygnalizuje prawidłowe wstrojenie się na odbierany sygnał.

Częstotliwość filtru środkowoprzepustowego w układzie *US5* można odpowiednio zmieniać za pomocą potencjometrów montażowych $R_{21} \div R_{23}$. Sygnały z wyjścia tego filtru są bezpośrednio wykorzystane tylko w przypadku pracy CW. Przy odbiorze sygnałów dalekopisowych filtr ten umożliwia wstrojenie się na środek kanału, przy odbiorze zaś sygnałów telewizyjnych na impulsy synchronizacji.

Przy odbiorze sygnałów dalekopisowych (RTTY) pracuje układ scalony *US8* (LM565) jako detektor z wewnętrzną pętlą sprzężenia zwrotnego PLL. Z danych aplikacyjnych wynika, że układ ten może pracować w szerokim zakresie pracy (0,001 ÷ ÷ 500 kHz) i może mieć różne zastosowania. Środkowa częstotliwość PLL jest określona przez częstotliwość VCO uzależnioną od wartości elementów *RC* dołączonych do wyprowadzeń *8* i *9*:

$$f_0 = \frac{1}{4(R_{28} + R_{29})C_{14}}$$

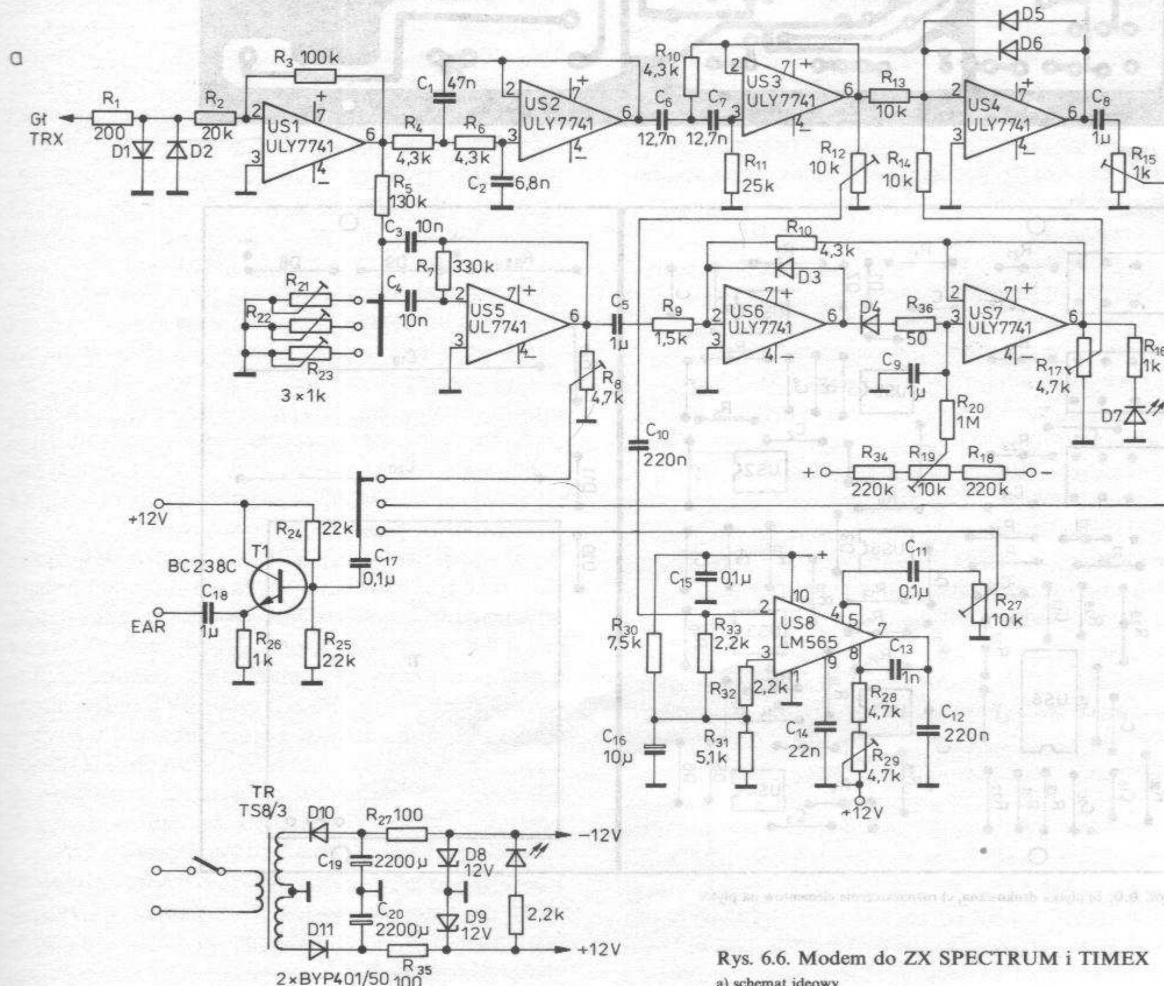
Rezystory $R_{30} \div R_{33}$ to rezystory polaryzacji wejść *2* i *3*. Przy pracy RTTY na wyjściu VCO (wyprowadzenie *4* układu *US8*) występują dwie częstotliwości: f_s i f_m (1275 i 1445 Hz) o amplitudzie 4 V (poziom TTL).

Układ pracuje poprawnie przy poziomie sygnału podanego na wejście *2* w granicach 80 ÷ ÷ 300 mV.

Uformowane sygnały SSTV, CW i RTTY za pomocą potencjometrów do regulacji poziomów odpowiednio R_{15}, R_8 i R_{27} są podawane poprzez wtórnik emiterowy z tranzystorem *T1* na wyjście modemu.

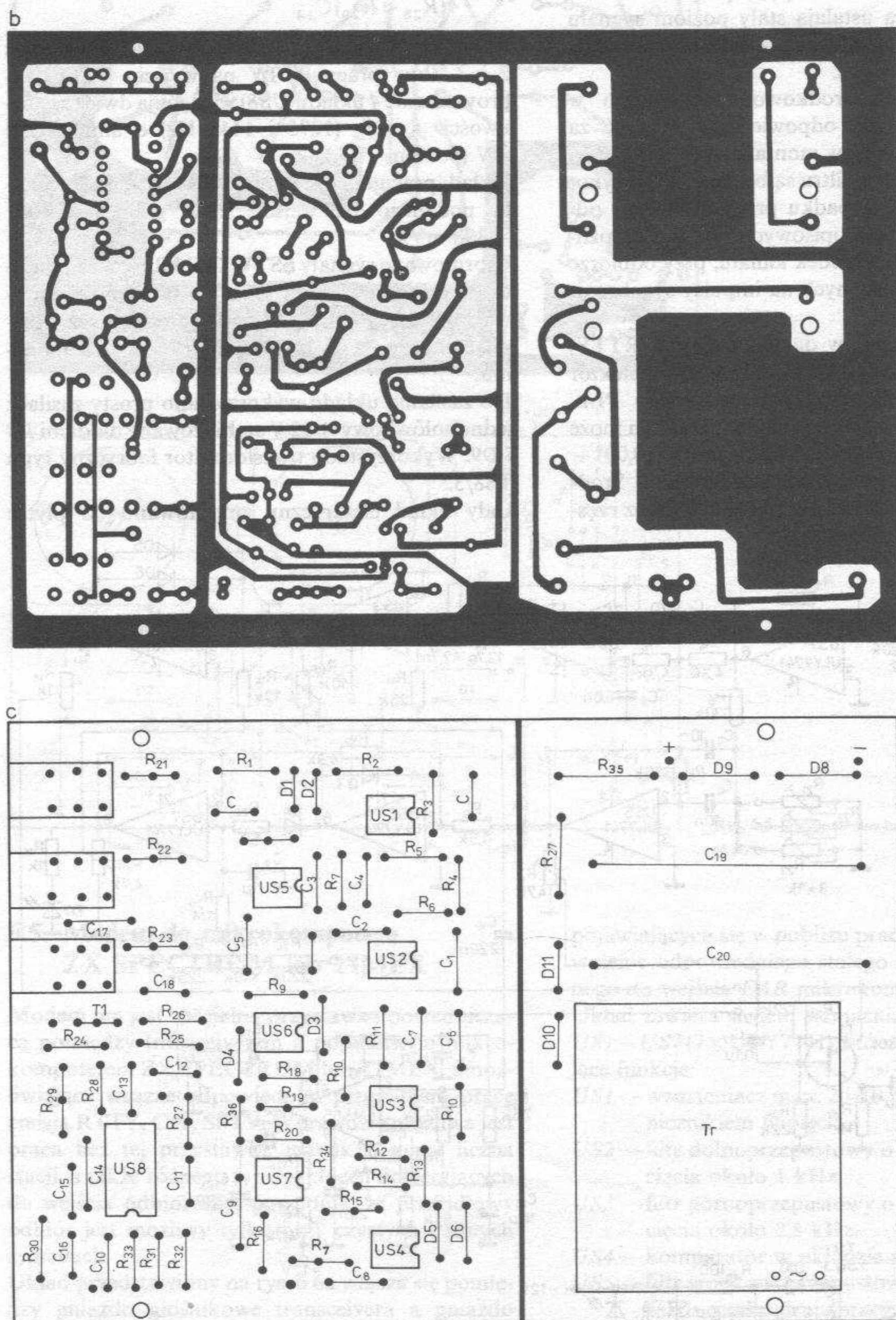
Do zasilania układu wykorzystano prosty zasilacz jednopołówkowy ±12 V stabilizowany diodami *D8* i *D9*. Wykorzystano transformator fabryczny typu TS8/3.

Cały układ elektryczny zmontowano na płytce

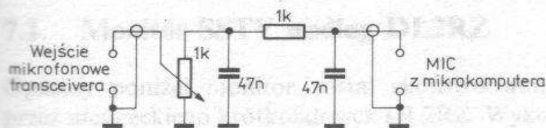


Rys. 6.6. Modem do ZX SPECTRUM i TIMEX

a) schemat ideowy



Rys. 6.6. b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów na płytce



Rys. 6.7. Układ pośredniczący pomiędzy mikrokomputerem a transceiverem przy nadawaniu

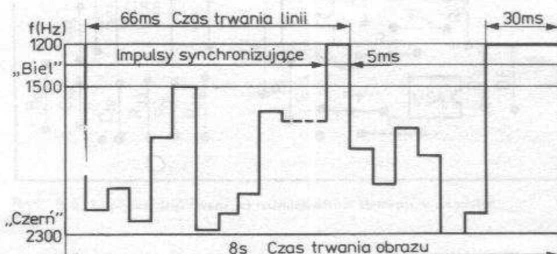
drukowanej przedstawionej na rys. 6.6b. Rozmieszczenie elementów pokazuje rys. 6.6c.
Duża liczba potencjometrów montażowych wynikająca z chęci dobrego zestrojenia urządzenia może zostać ograniczona po uruchomieniu układu. Przy uruchamianiu mogą być pomocne wzorcowe sygnały CW, SSTV, RTTY nagrane na kasecie magnetofonowej. Regulację filtrów środkowoprzepustowych można w łatwy sposób przeprowadzić na maksimum świecenia diody LED przy podaniu sygnału z generatora m.cz. na wejście układu. Potencjometry należy ustawić przy następujących częstotliwościach: R_{21} — 800 Hz, R_{22}—1200 Hz, R_{23} — 1360 Hz. Potencjometrem R_{12} ustawiamy poziom wejściowy układu LM565 wstępnie na około 100 mV. Po podłączeniu do wyjścia *US6* woltomierza prądu stałego ustawiamy R_{19} na zero wskazań. Po podłączeniu cyfrowego miernika częstotliwości do wyjścia modemu regulujemy R_{29} na częstotliwość 1360 Hz. Poziomy wejściowe ustalamy potencjometrami R_8, R_{15}, R_{16} i R_{27} przy korzystaniu z sygnałów wzorcowych, np. z kasety magnetofonowej.
Przy nadawaniu sygnał z wyjścia *MIC* mikrokomputera poprzez filtr dolnoprzepustowy i potencjometr regulacji poziomu (rys. 6.7) podaje się na wejście mikrofonowe transceivera. Zadaniem tego układu jest zbliżenie kształtu sygnału wyjściowego do sinusoidy i ograniczenie poziomu. Transceiver powinien być wyposażony w układ automatycznego przełączania na nadawanie z chwilą pojawienia się sygnału na wejściu mikrofonowym (VOX), mieć dużą stabilność generatora VFO oraz zabezpieczenie przed niepożądanym promieniowaniem w.cz. (ekran, dławiki, filtr sieciowy). Najprostszym sposobem eliminacji zakłóceń w.cz. jest przełożenie kilkakrotne przewodów zasilających przez pierścienie ferrytowe.

7

Urządzenia do odbioru telewizji amatorskiej — SSTV

Skrót SSTV (Slow Scan Television) oznacza telewizję z powolnym analizowaniem obrazu, gdzie cykl powstawania całego obrazu trwa 8 sekund. Można więc przesyłać tylko obrazy statyczne. Każdy obraz i każda linia są poprzedzone impulsem synchronizującym. Obraz—informacja jest przetwarzany na widmo częstotliwości akustycznych, dzięki czemu można go przesyłać normalnym nadajnikiem SSB. Całkowite widmo częstotliwości sygnału SSTV jest zawarte między 1200 a 2300 Hz. Parametry emisji SSTV dla normy europejskiej i amerykańskiej (podanej w nawiasie) są następujące:

— częstotliwość linii poziomej 16,66 (15) Hz,
— częstotliwość ramki 0,139 (0,125) Hz,
— sygnał linii 60 (66) ms,
— sygnał ramki 7,2 (8,0) s,
— impuls synchronizacji poziomej 5 (5) ms,
— impuls synchronizacji pionowej 30 (30) ms,
— częstotliwość stopni szarości w sygnale SSTV:
  biały 1500 (1500) Hz,
  czarny 2300 (2300) Hz,
— częstotliwość impulsów synchronizujących 1200 (1200) Hz,
— stosunek długości boków obrazu 1:1 (1:1),
— liczba linii w ramce 120(128), (120(128)),
— liczba punktów w linii 104 (115).



Rys. 7.1. Przebieg sygnału SSTV

Sygnał SSTV pokazano na rys. 7.1. Do nadawania sygnału potrzebna jest kamera TV z przemiennikiem nadawczym SSTV współpracującym z wejściem mikrofonowym nadajnika SSB. Można również wykorzystać nagrany sygnał SSTV na taśmie magnetofonowej lub sygnał z mikrokomputera.

Do odbioru stosuje się monitory SSTV zbudowane w oparciu o różne techniki. Pierwsze monitory były wykonywane jako przystawki do oscyloskopu oraz jako niezależne urządzenia z wykorzystaniem lampy z długą poświatą z odchylaniem elektrostatycznym lub magnetycznym. Istotny jest tutaj dobór lampy, której czas trwania poświaty byłby równy czasowi nadawania jednego pełnego obrazu.

Monitor w klasycznym rozwiązaniu zapewnia rozdział zespolonego sygnału SSTV na sygnał wizyjny i ciąg impulsów synchronizujących. Wzmocniony sygnał wizyjny powoduje wysterowanie katody lampy obrazowej, impulsy zaś synchronizacji 1200 Hz będą sterowały generatorami odchylającymi. Sygnał wizyjny można wydzielić za pomocą dyskryminatorów częstotliwości, a impulsy synchronizacji za pomocą filtru pasmowoprzepustowego.

Współczesne monitory SSTV są budowane w oparciu o technikę cyfrową. Zasada ich działania polega na zamianie sygnału analogowego na sygnał cyfrowy, który jest synchronizowany, rozpoznawany i przechowywany w dynamicznej pamięci z dostępem swobodnym. Po odczytaniu z pamięci informacja jest formowana w sygnał wizyjny i wyświetlana na ekranie zwykłego odbiornika telewizyjnego lub monitora. Najkrócej mówiąc, są to odbiorcze przemienniki SSTV realizujące zamianę powolnych impulsów SSTV na standardowe impulsy TV.

Również posiadacze domowych mikrokomputerów mogą z pomocą modemu oraz odpowiedniego programu uzyskać urządzenie do odbioru i nadawania sygnałów SSTV.

7.1. Monitor SSTV według DL2RZ

Opisany poniżej monitor został skonstruowany przez niemieckiego krótkofalowca DL2RZ. Wykorzystano tu lampę o odchylaniu magnetycznym. Schemat ideowy układu przedstawiono na rys. 7.2. Zawiera on część akustyczną oraz stopnie synchronizacji i odchylania, zrealizowane w oparciu o siedem wzmacniaczy operacyjnych typu ULY7741. Sygnał SSTV z wyjścia akustycznego transceivera lub odbiornika jest doprowadzony do ogranicznika *US1*, który dostarcza na wyjściu sygnału prostokątnego. Dołączony po nim układ demodulatora z obwodem rezonansowym L_1, C_4 zamienia wartość częstotliwości (1,5 ÷ 2,3 kHz) na odpowiednie napięcia odpowiadające wartościom jasności obrazu. Demodulacja FM zachodzi na dolnej części krzywej rezonansowej obwodu L_1, C_4. Zdemodulowany sygnał zostaje wzmocniony we wzmacniaczu operacyjnym *US2* i wyprostowany w układzie Graetza. Na wyjściu prostownika występuje podwójna częstotliwość m.cz. (2,4 ÷ 4,6 kHz) i w ten sposób uzyskano dużą odporność na sygnały zakłócające. Po układzie prostowniczym jest włączony złożony filtr dolnoprzepustowy tłumiący sygnały pasożytnicze, a przepuszczający sygnały wizyjne. Krzywa przenoszenia filtru opada powyżej 900 kHz, a przy częstotliwości 2,4 kHz osiąga tłumienie około 20 dB. Wzmacniacz wizyjny z tranzystorem *T1* dostarcza amplitudy potrzebnej do wysterowania lampy obrazowej. Impulsy synchronizacji otrzymuje się z sygnału na wyjściu ogranicznika *US1*. Aby częstotliwości zakłócające nie wpływały na synchronizację, filtr powinien mieć wąskie pasmo przenoszenia. Z drugiej jednak strony filtr taki ma długi czas narastania, co z kolei może spowodować, że amplituda sygnału nie osiągnie swej maksymalnej wartości w ciągu 5 ms. Stosunek między czasem narastania a szerokością pasma określa relacja Heisenberga:

$$\frac{1}{\Delta\tau} = \pi\Delta f$$

gdzie: $\Delta\tau$ — czas narastania do wartości $\frac{1}{e}$ — rest (e = 2,718),

Δf — szerokość pasma przy spadku o 3 dB.

W rozwiązaniu modelowym, przy czasie narastania 4 ms, wartość f wynosi 80 Hz, a dobroć filtru:

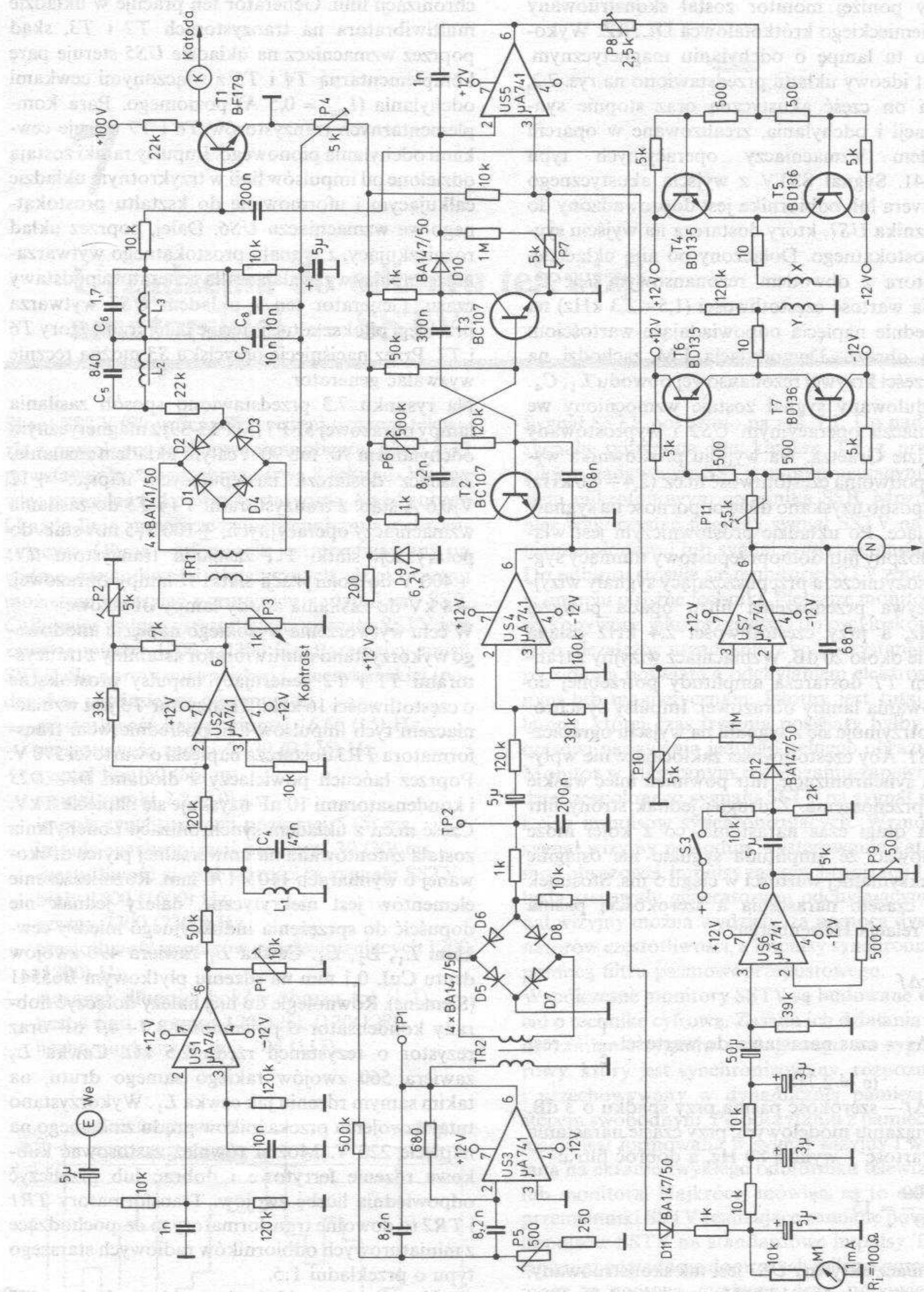
$$Q = \frac{1200}{80} = 15$$

Wzmacniacz aktywny *US3* jest tak skonstruowany, że przy częstotliwości 1200 Hz ma dobroć 15. Przy wyprostowaniu i wygładzeniu impulsu synchronizacji (punkt *TP2*) następuje w układzie *US4* uformowanie sygnału do kształtu prostokątnego. Z wyjścia tego układu impulsy są pobierane do synchronizacji linii. Generator ten pracuje w układzie multiwibratora na tranzystorach *T2* i *T3*, skąd poprzez wzmacniacz na układzie *US5* steruje parę komplementarną *T4* i *T5* z włączonymi cewkami odchylania (I_{max} = 0,5 A) poziomego. Para komplementarnych tranzystorów *T6* i *T7* steruje cewkami odchylania pionowego. Impulsy ramki zostają odzielone od impulsów linii w trzykrotnym układzie całkującym i uformowane do kształtu prostokątnego we wzmacniaczu *US6*. Dalej, poprzez układ różniczkujący, z sygnału prostokątnego wytwarzane są impulsy wyzwalające dla generatora podstawy czasu. Generator ten z układem *US7* wytwarza przebiegi piłokształtne i steruje dalej tranzystory *T6* i *T7*. Przez naciśnięcie przycisku *S3* można ręcznie wyzwalać generator.

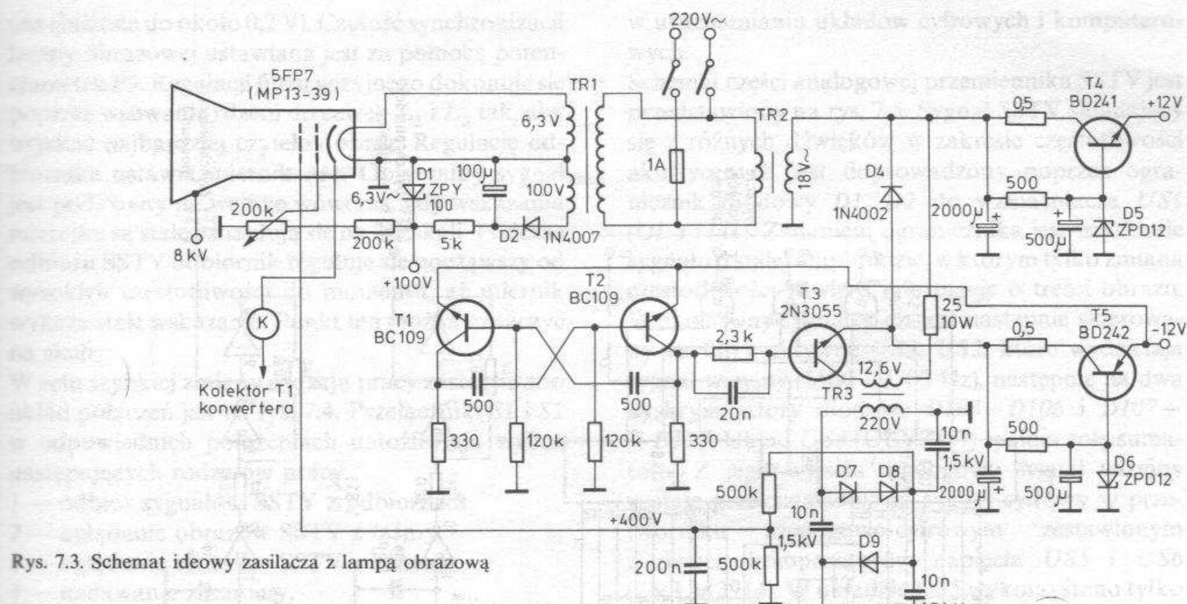
Na rysunku 7.3 przedstawiono sposób zasilania lampy obrazowej 5FP7 (MP13-39) z magnetycznym odchylaniem 70° lub 90° i całym układem zasilania. Zasilacz dostarcza następujących napięć: ±12 V/0,6 A stab. z tranzystorami *T4* i *T5* do zasilania wzmacniaczy operacyjnych, ±100 V/5 mA stab. do polaryzacji siatki I i zasilania tranzystora *T1*, +400 V do polaryzacji siatki II lampy obrazowej, +8 kV do zasilania anody lampy obrazowej.

W celu wytworzenia wysokiego napięcia anodowego wykorzystano multiwibrator astabilny z tranzystorami *T1* i *T2* generujący impulsy prostokątne o częstotliwości 16 kHz. Tranzystor *T3* jest wzmacniaczem tych impulsów i za pośrednictwem transformatora *TR3* dostarcza napięcia o wartości 570 V. Poprzez łańcuch powielaczy z diodami *D7* ÷ *D23* i kondensatorami 10 nF uzyskuje się napięcie 8 kV. Część m.cz. z układem synchronizacji i odchylania została zmontowana na uniwersalnej płytce drukowanej o wymiarach 110 × 170 mm. Rozmieszczenie elementów jest niekrytyczne, należy jednak nie dopuścić do sprzężenia indukcyjnego między cewkami L_1, L_2, L_3. Cewka L_1 zawiera 490 zwojów drutu CuL 0,1 mm na rdzeniu płytkowym B65541 (Siemens). Równolegle do niej należy dołączyć dobrany kondensator o pojemności 3,3 ÷ 4,7 nF oraz rezystor o rezystancji rzędu 2,5 kΩ. Cewka L_2 zawiera 560 zwojów takiego samego drutu, na takim samym rdzeniu jak cewka L_1. Wykorzystano tutaj uzwojenia przekaźników prądu zmiennego na napięcie 220 V. Można również zastosować kubkowe rdzenie ferrytowe i dobrać lub przeliczyć odpowiednią liczbę zwojów. Transformatory *TR1* i *TR2* to dowolne transformatory m.cz. pochodzące z miniaturowych odbiorników radiowych starszego typu o przekładni 1:5.

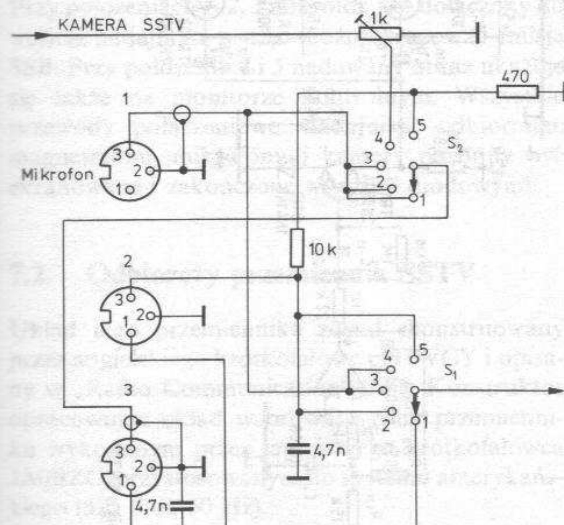
Część zasilania znajduje się na płytce drukowanej o wymiarach 130 × 140 mm. Jako układy odchylające wykorzystano układy od lamp obrazowych z ką-



Rys. 7.2. Schemat ideowy monitora SSTV



Rys. 7.3. Schemat ideowy zasilacza z lampą obrazową



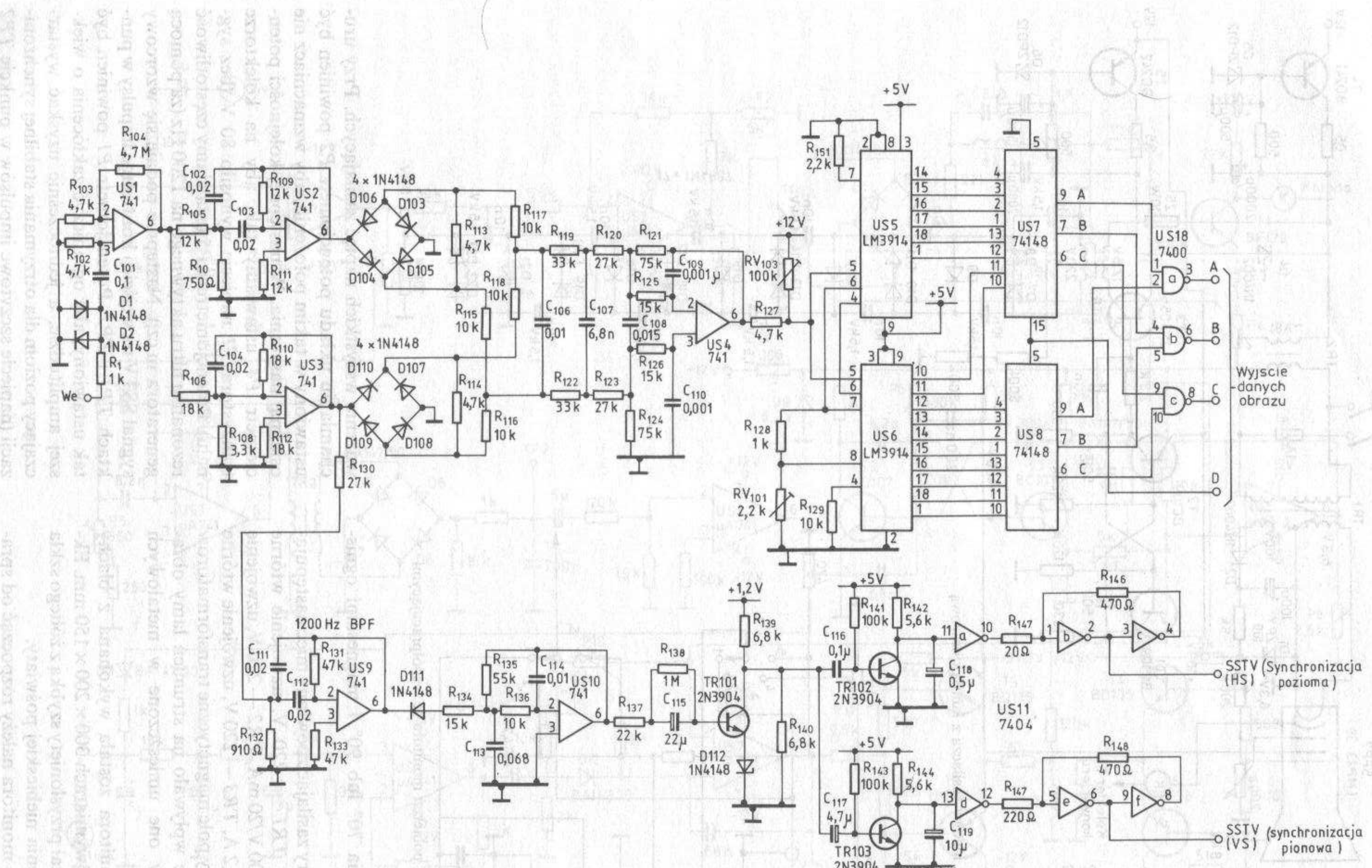
Rys. 7.4. Schemat połączeń monitora ze współpracującymi urządzeniami

tem odchylania 70° lub 90° i magnesami ogniskującymi.

Transformatory zasilające powinny mieć następujące parametry: *TR1* — 220 V, uzwojenie wtórne 6,3 V/0,3 A i 100 V/20 mA, *TR2* — 220 V, uzwojenie wtórne 18 V/2,2 A, *TR3* — 220 V, uzwojenie wtórne 12,6 V/1 A. Aby pole magnetyczne transformatorów sieciowych nie wpływało na strumień lamy obrazowej, zostały one umieszczone w metalowych ekranach.

Obudowa monitora została wykonana z blachy aluminiowej o wymiarach 300 × 200 × 150 mm. Ekran lampy został przysłonięty szybką z żółtego szkła w celu stłumienia niebieskiej poświaty.

Uruchomienie monitora należy rozpocząć od sprawdzenia wszystkich napięć zasilających. Przy uruchamianiu układu potencjometr *P2* powinien być ustawiony w takim położeniu, aby wzmacniacz nie osiągnął nasycenia. W następnej kolejności potencjometr *P4* ustawiamy tak, aby na kolektorze tranzystora *T1* napięcie wynosiło 80 V (bez sygnału). Potencjometrem *P5* ustawiamy częstotliwość rezonansu filtru aktywnego na 1200 Hz (za pomocą generatora m.cz.). Następnie podaje się wzorcowy sygnał SSTV na wejście i kontroluje impulsy w punktach *TP1* i *TP2*. Potencjometr *P1* powinien być tak ustawiony, aby ograniczyć zakłócenia o większej amplitudzie, a jednocześnie uzyskać wystarczający poziom dla otrzymania stabilnej synchronizacji (napięcie szczytowe impulsów w punkcie *TP2*



Rys. 7.5. Schemat ideowy części analogowej przemiennika SSTV

jest zbliżone do około 0,2 V). Czułość synchronizacji lampy obrazowej ustawiana jest za pomocą potencjometru *P9*. Regulacji filtru wizyjnego dokonuje się poprzez wsuwanie rdzeni do cewek L_2 i L_3 tak, aby uzyskać najbardziej czytelny obraz. Regulację odbiornika ustawia miernik *M1*. Optymalny sygnał jest podawany na wejście wówczas, gdy wskazania miernika są stałe i znajdują się na 2/3 skali. Podczas odbioru SSTV odbiornik reguluje się począwszy od wysokich częstotliwości do momentu, aż miernik wykaże stałe wskazanie. Punkt ten można oznaczyć na skali.

W celu szybkiej zmiany rodzaju pracy zastosowano układ połączeń jak na rys. 7.4. Przełączniki *S1* i *S2* w odpowiednich położeniach umożliwiają wybór następujących rodzajów pracy:

1 — odbiór sygnałów SSTV z odbiornika,
2 — oglądanie obrazów SSTV z taśmy,
3 — oglądanie obrazów SSTV z kamery,
4 — nadawanie z kamery,
5 — nadawanie z taśmy.

Przy położeniach *1*, *2*, *3* mikrofon jest dołączony do wejścia nadajnika, a więc można pracować emisją SSB. Przy położeniu *4* i *5* nadawany obraz ukazuje się także na monitorze kontrolnym. Wszystkie przewody połączeniowe: nadajnika, odbiornika, magnetofonu, mikrofonu i kamery powinny być ekranowane i zakończone wtykami diodowymi.

7.2. Odbiorczy przemiennik SSTV

Układ tego przemiennika został skonstruowany przez angielskiego krótkofalowca G3WCY i opisany w „Radio Communication" 2/83. Konstruktor opracowując układ wzorował się na przemienniku wykonanym przez japońskiego krótkofalowca JA0BZC, przystosowanym do systemu amerykańskiego (525 linii, 60 Hz).

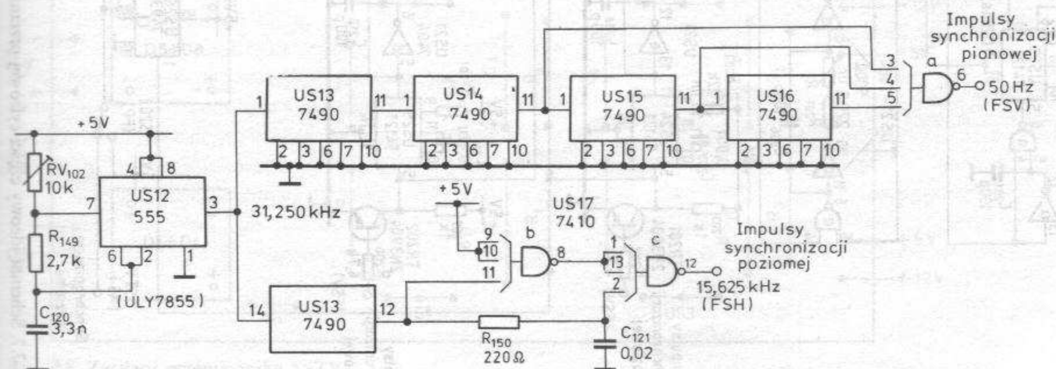
Układ przedstawiony poniżej ma parametry zbliżone do układu opisanego przez SP5MBE w „Radioelektroniku" 7/86. Może być on wykonany przez konstruktorów mających duże doświadczenie w uruchamianiu układów cyfrowych i komputerowych.

Schemat części analogowej przemiennika SSTV jest przedstawiony na rys. 7.5. Sygnał SSTV składający się z różnych dźwięków w zakresie częstotliwości akustycznych jest doprowadzony poprzez ogranicznik diodowy *D1*, *D2* do wzmacniacza *US1* (ULY7741). Zadaniem ogranicznika jest uzyskanie sygnału o stałej amplitudzie, w którym tylko zmiana częstotliwości zawiera informacje o treści obrazu. Wzmocniony sygnał m.cz. jest następnie skierowany na filtry aktywne *US3*, *US2*, które wydzielają sygnał wizyjny (1500 ÷ 2300 Hz), następnie na dwa dyskryminatory diodowe *D103* ÷ *D106* i *D107* ÷ ÷ *D110*. Układ *US4* (ULY7741) spełnia rolę sumatora. Z jego wyjścia analogowy sygnał wizyjny zostaje przekształcony na sygnał cyfrowy w przetworniku analogowo-cyfrowym zestawionym z dwóch komparatorów napięcia *US5* i *US6* (2 × LM3914). W układzie *US5* wykorzystano tylko 6 wyjść. Po komparatorach znajdują się dwa enkodery priorytetowe (zamiana kodu 1 z 8 na kod 3-bitowy), układ *US7* i *US8* (2 × 74148) oraz bramki *US18* (UCY7400) realizujące konwersję 16/4 bity, które reprezentują 16 odcieni szarości. Poziom bieli i czerni zależy od ustawienia potencjometrów *RV101*, *RV103*.

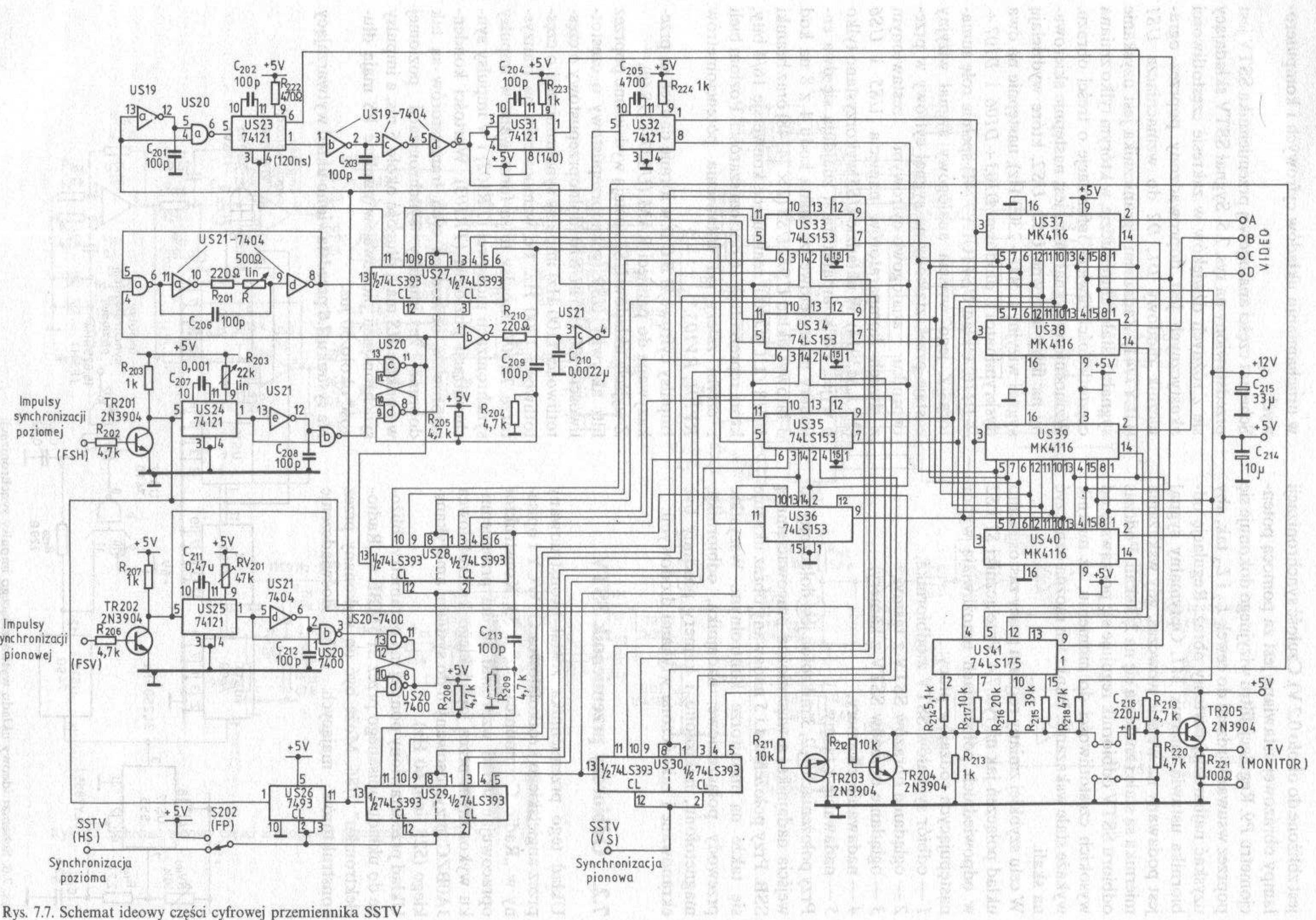
Impulsy cyfrowe *A B C D* w formie danych są przekazywane do pamięci RAM (*US37* ÷ *US40*).

Z wyjścia układów *US3* zostają wydzielone poprzez filtr aktywny *US9* (górnoprzepustowy o częstotliwości 1300 Hz) i *US10* (dolnoprzepustowy o częstotliwości 1100 Hz) impulsy synchronizacji o częstotliwości 1200 Hz. Po wzmocnieniu na tranzystorze *TR101* impulsy te są formowane w impulsy synchronizacji pionowej (*TR102*) i w impulsy synchronizacji poziomej (*TR103*). Wartości kondensatorów w obwodach tych tranzystorów są tak dobrane, że impulsy synchronizacji poziomej w punkcie *HS* mają długość około 5 ms, a impulsy synchronizacji pionowej w punkcie *VS* mają długość około 30 ms.

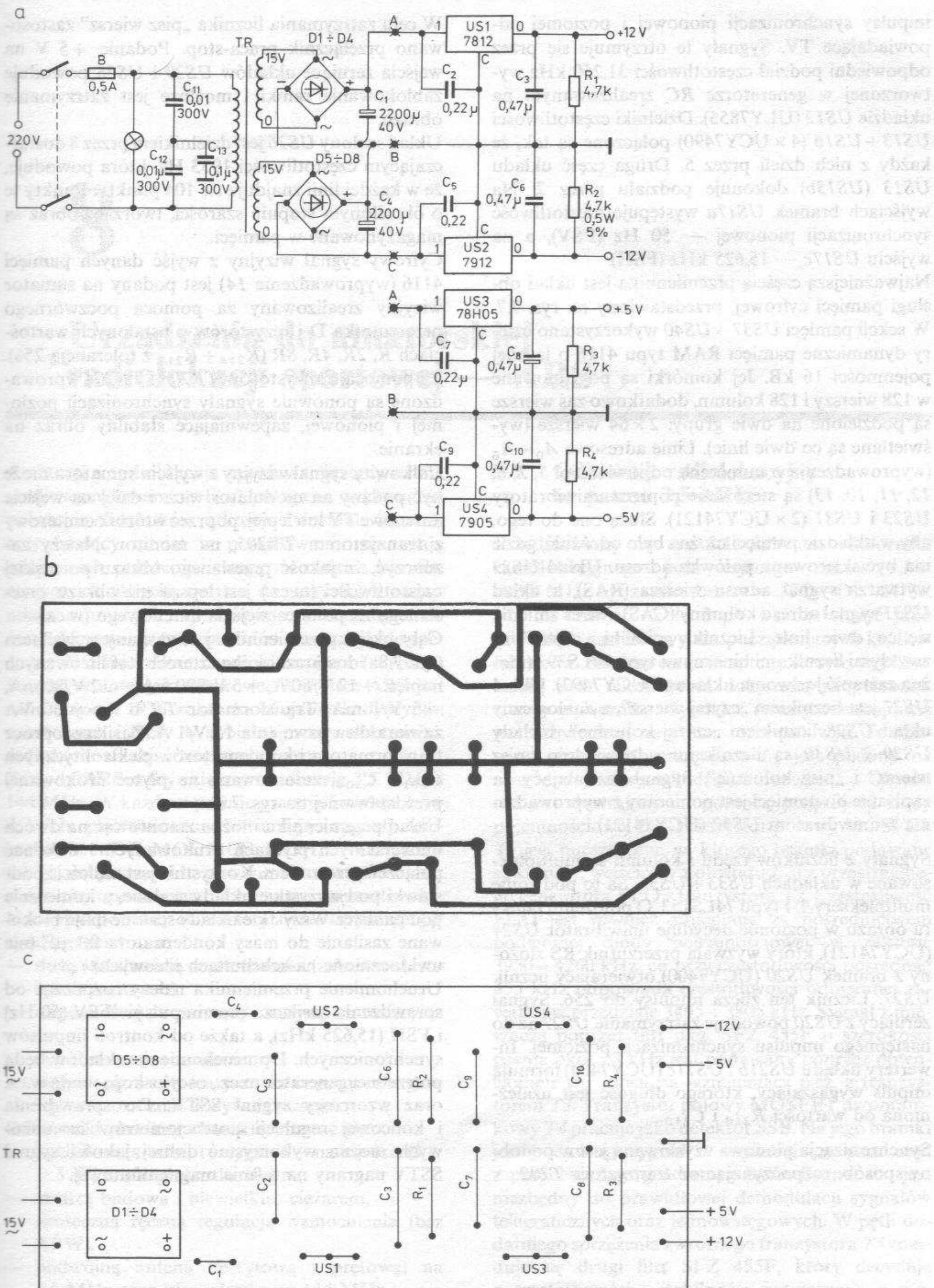
Na rysunku 7.6 przedstawiono układ wytwarzający



Rys. 7.6. Schemat ideowy układu wytwarzającego impulsy synchronizacji



Rys. 7.7. Schemat ideowy części cyfrowej przemiennika SSTV



Rys. 7.8. Zasilacz przemiennika SSTV

a) schemat ideowy, b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów na płytce

impulsy synchronizacji pionowej i poziomej odpowiadające TV. Sygnały te otrzymuje się przez odpowiedni podział częstotliwości 31,250 kHz wytworzonej w generatorze *RC* zrealizowanym na układzie *US12* (ULY7855). Dzielniki częstotliwości *US13* ÷ *US16* (4 × UCY7490) połączone są tak, że każdy z nich dzieli przez 5. Druga część układu *US13* (*US13b*) dokonuje podziału przez 2. Na wyjściach bramek *US17a* występuje częstotliwość synchronizacji pionowej — 50 Hz (FSV), a na wyjściu *US17c* — 15,625 kHz (FSH).

Najważniejszą częścią przemiennika jest układ obsługi pamięci cyfrowej, przedstawiony na rys. 7.7. W sekcji pamięci *US37* ÷ *US40* wykorzystano cztery dynamiczne pamięci RAM typu 4116 o łącznej pojemności 16 kB. Jej komórki są pogrupowane w 128 wierszy i 128 kolumn, dodatkowo zaś wiersze są podzielone na dwie grupy: 2 × 64 wiersze (wyświetlane są co dwie linie). Linie adresowe $A_0 \div A_6$ (wyprowadzenia o numerach odpowiednio: *5*, *7*, *6*, *12*, *11*, *10*, *13*) są sterowane poprzez uniwibratory *US23* i *US31* (2 × UCY74121). Służą one do tego, aby w układzie pamięci można było odróżnić, gdzie ma być skierowana połówka adresu. Układ *US23* wytwarza sygnał adresu wiersza (RAS), a układ *US31* sygnał adresu kolumny (CAS). Adres zmienia się co dwie linie. Liczniki „pisz" i „czytaj" są zwykłymi licznikami binarnymi typu 74LS393 (można zastąpić je dwoma układami UCY7493). Układ *US27* jest licznikiem „czytaj wiersz", a analogiczny układ *US28* licznikiem „czytaj kolumnę". Układy *US29* i *US30* są licznikami odpowiednio „pisz wiersz" i „pisz kolumnę". Sygnał zezwalający na zapisanie do pamięci jest pobierany z wyprowadzenia *1* uniwibratora *US32* (UCY74121).

Sygnały z liczników rzędu i kolumn są multipleksowane w układach *US33* ÷ *US36*. Są to podwójne multipleksery 4/1 typu 74LS153. O położeniu punktu obrazu w poziomie decyduje uniwibrator *US24* (UCY74121), który wyzwala przerzutnik RS złożony z bramek *US20* (UCY7400) otwierający licznik *US27*. Licznik ten zlicza impulsy do 256. Sygnał zerujący z *US20* powoduje zatrzymanie *US27* aż do następnego impulsu synchronizacji poziomej. Inwertery układu *US21b* i *US21c* (UCY7404) formują impuls wygaszający, którego długość jest uzależniona od wartości R_{210} i C_{210}.

Synchronizacja pionowa uzyskiwana jest w podobny sposób, rozpoczynając od tranzystora *T202*. W celu zatrzymania licznika „pisz wiersz" zastosowano przełącznik praca-stop. Podanie +5 V na wejścia zerujące układów *US29* i *US26* powoduje zablokowanie ramki i możliwe jest zatrzymanie obrazu.

Układ scalony *US26* jest dzielnikiem przez 8 dostarczającym częstotliwości 1953 Hz, która powoduje, że w każdej linii znajdują się 104 punkty. Punkty te o określonym stopniu szarości, tworzące obraz są magazynowane w pamięci.

Cyfrowy sygnał wizyjny z wyjść danych pamięci 4116 (wyprowadzenia *14*) jest podany na sumator wizyjny zrealizowany za pomocą poczwórnego przerzutnika D i rezystorów o ustalonych wartościach *R*, *2R*, *4R*, *8R* ($R_{214} \div R_{217}$ z tolerancją 2%). Za pomocą tranzystorów *TR203* i *TR204* wprowadzone są ponownie sygnały synchronizacji poziomej i pionowej, zapewniające stabilny obraz na ekranie.

Całkowity sygnał wizyjny z wyjścia sumatora może być podany na modulator w.cz. i dalej na wejście antenowe TV lub lepiej, poprzez wtórnik emiterowy z tranzystorem *TR205*, na monitor. Należy zaznaczyć, że jakość przesłanego obrazu po niskiej częstotliwości (m.cz.) jest lepsza niż obrazu przesłanego za pomocą wejścia antenowego (w.cz.).

Cały układ przemiennika jest zasilany z zasilacza (rys. 7.8a) dostarczającego czterech stabilizowanych napięć: +12 V/80 A, +5 V/800 mA, −12 V/80 mA, −5 V/1 mA. Transformator *TR* o mocy 30 VA zawiera dwa uzwojenia 15 V/1 A. Zasilacz, oprócz transformatora i kondensatorów elektrolitycznych C_{301} i C_{304}, zmontowano na płytce drukowanej przedstawionej na rys. 7.8b.

Układ przemiennika można zmontować na dwóch uniwersalnych płytkach drukowanych i dokonać połączeń przewodem. Korzystnie jest umieścić podstawki pod wszystkie układy scalone, a koniecznie pod pamięci. Wszystkie układy scalone mają blokowane zasilanie do masy kondensatora 0,1 μF (nie uwidocznione na schematach ideowych).

Uruchomienie przemiennika należy rozpocząć od sprawdzenia zasilacza oraz impulsów FSV (50 Hz) i FSH (15,625 kHz), a także od kontroli impulsów synchronicznych. Do uruchomienia układów będą potrzebne: generator m.cz., oscyloskop, sonda w.cz. oraz wzorcowy sygnał SSTV. Do sprawdzenia i końcowej regulacji potencjometrów montażowych można wykorzystać dobrej jakości sygnał SSTV nagrany na taśmie magnetofonowej.

8

Urządzenia do amatorskiej radiolokacji sportowej — ARS

Amatorska radiolokacja sportowa, inaczej zwana „radiowymi łowami na lisa", polega na wykrywaniu położenia nadajników radiowych w terenie. Zawodnicy biorący udział w poszukiwaniu nie znają miejsca ich położenia i mają za zadanie określić miejsce ich ukrycia, dotrzeć do wszystkich nadajników oraz w jak najkrótszym czasie podążyć do mety. Uczestnicy tych zawodów posługują się specjalnymi odbiornikami radiolokacyjnymi wyposażonymi w anteny kierunkowe. W Polsce ARS jest zaliczana od 1976 roku do oficjalnych dyscyplin sportowych i łączy w sobie elementy elektroniki, radiokomunikacji i terenoznawstwa.

Zawody ARS odbywają się w zakresie 3,5 MHz i 144 MHz. W każdym pasmie pracuje 5 nadajników w cyklu pięciominutowym, nadając sygnały telegraficzne: MOE, MOI, MOS, MOH, MO5. Nadajniki są załączane i kluczowane automatycznie, bez obecności operatorów, na tej samej częstotliwości.

Nadajniki powinny charakteryzować się następującymi parametrami:

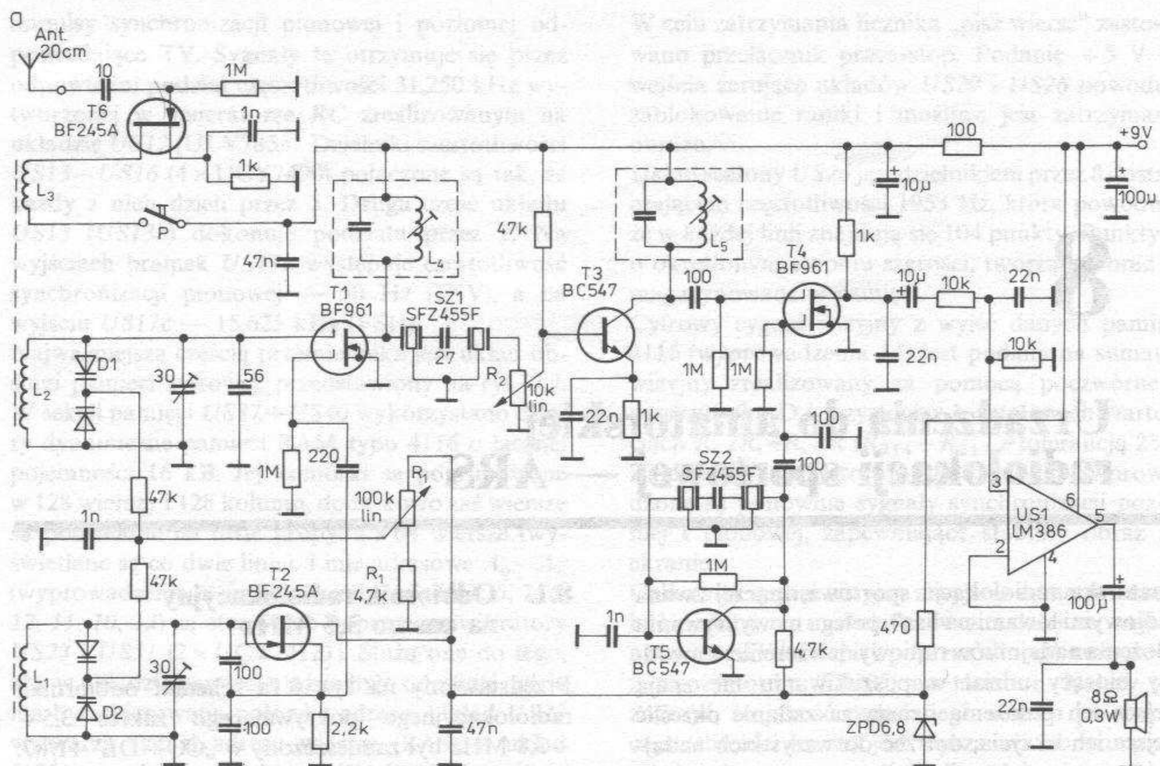
- dużą stabilnością częstotliwości (zalecane sterowanie kwarcem),
- odpornością na wstrząsy i wpływy atmosferyczne,
- ekonomicznym zasilaniem,
- sterowaniem automatycznym za pomocą zegara i generatora znaku wywoławczego.

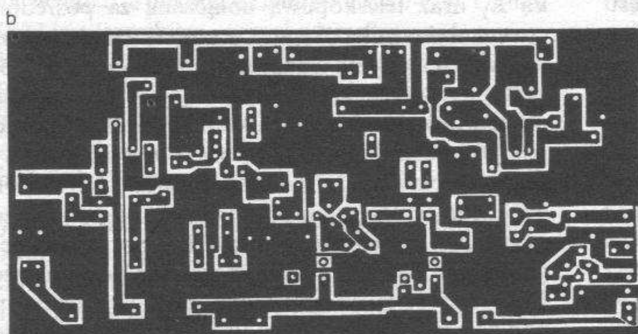
Odbiorniki powinny charakteryzować się:

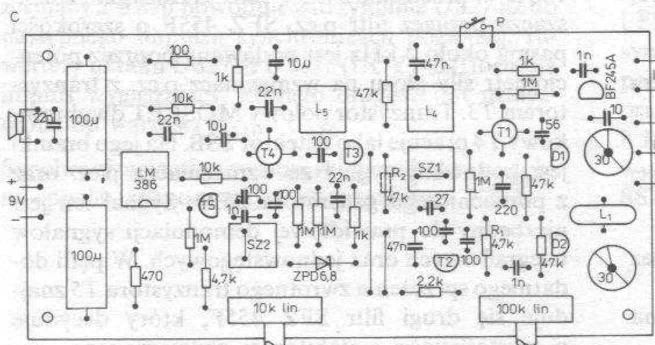
- możliwością odbioru sygnałów nadajnika (1 ÷ ÷ 5 W) z odległości do 10 km,
- zwartą budową i niewielkim ciężarem,
- skuteczną ręczną regulacją wzmocnienia (bez ARW),
- podwójną anteną (ferrytową i prętową) na 3,5 MHz oraz kierunkową na 144 MHz,
- dużą stabilnością,
- ekonomicznym zasilaniem.

8.1. Odbiornik radiolokacyjny na pasmo 3,5 MHz

Przedstawiony na rys. 8.1a schemat odbiornika radiolokacyjnego pokrywającego zakres 3,5 ÷ ÷ 3,8 MHz był zamieszczony w „CQ—DL" 11/87. Ma on czułość około 3 μV i może służyć jako odbiornik nasłuchowy dla początkujących krótkofalowców. Zawiera on dwie anteny: ferrytową z cewką L_1 oraz teleskopową dołączaną za pośrednictwem wyłącznika. Sygnał z anteny teleskopowej jest wzmacniany na tranzystorze polowym *T6* i poprzez uzwojenie sprzęgające L_3 jest podany na obwód wejściowy odbiornika z cewką L_2. Obwód ten jest dostrajany za pomocą podwójnej diody pojemnościowej *D1*. Tranzystor polowy MOSFET *T1* jest mieszaczem, na którego bramki podawane są sygnały: wejściowy z obwodu L_2 i z przestrajanego generatora VFO z tranzystora *T2*. Częstotliwość FCO jest również zmieniana za pośrednictwem podwójnej diody pojemnościowej w zakresie 3950 ÷ 4260 kHz, co przy częstotliwości pośredniej 455 kHz odpowiada częstotliwości odbieranej zawartej w przedziale 3495 ÷ 3805 kHz. Sygnał z mieszacza poprzez filtr p.cz. SFZ 455F o szerokości pasma około 3 kHz jest podawany poprzez potencjometr siły głosu na wzmacniacz p.cz. z tranzystorem *T3*. Tranzystor polowy MOSFET dwubramkowy *T4* pracuje jako detektor SSB. Na jego bramki jest podawany sygnał ze wzmacniacza p.cz. oraz z pomocniczego generatora BFO. Sygnał ten jest niezbędny do prawidłowej demodulacji sygnałów telegraficznych oraz jednowstęgowych. W pętli dodatniego sprzężenia zwrotnego tranzystora *T5* znajduje się drugi filtr SFZ 455F, który decyduje o częstotliwości i stabilności wytworzonego sygnału. Wartość częstotliwości zależy od egzemplarza tego filtru oraz wartości pojemności kondensato-







Rys. 8.1. Odbiornik ARS

a) schemat ideowy, b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów na płytce

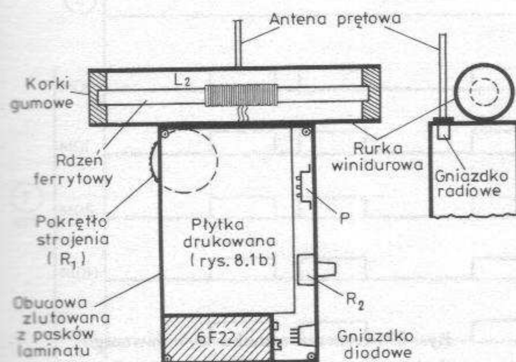
rów dołączonych do bazy i kolektora tranzystora *T5*.

Obydwa generatory, tzn. VFO i BFO są zasilane napięciem stabilizowanym za pomocą diody Zenera 6,8 V. Napięcie to jest wykorzystywane również do zasilania potencjometru 100 kΩ służącego do sterowania diod pojemnościowych.

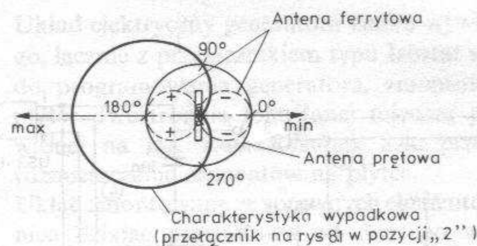
Sygnał m.cz. z wyjścia detektora jest filtrowany poprzez kondensatory 22 nF, a następnie podlega wzmocnieniu na układzie scalonym *US1* LM386. Moc wyjściowa tego układu wynosi 300 mV przy głośniku 8 Ω.

Układ odbiornika zmontowano na płytce drukowanej przedstawionej na rys. 8.1b. Rozmieszczenie elementów na płytce pokazuje rys. 8.1c. Cewki anteny ferrytowej nawinięte są na pręcie ferrytowym o średnicy 10 mm i długości 120 mm. Cewka L_2 zawiera 13 zwojów, a cewka L_1 dwa zwoje drutu DNE 0,5 nawinięte na papierowej rurce umożliwiającej przesuwanie wzdłuż pręta. Cewka L_1 nawinięta na rdzeniu toroidalnym o średnicy 10 mm i zawiera 63 zwoje drutu DNE 0,2. Ze względu na różne materiały ferrytowe liczbę zwojów należy raczej dobrać eksperymentalnie, kierując się wymaganą częstotliwością. Cewki L_4 i L_5 to typowe filtry p.cz. 465 kHz, 7 × 7 mm. Można tu zastosować w zasadzie dowolne filtry, z tym że należy uwzględnić różne wyprowadzenia. Antenę teleskopową stanowi odcinek drutu stalowego o średnicy 1 mm i długości 20 cm.

Zestrojenie układu należy rozpocząć od ustawienia częstotliwości generatora strojonego z tranzystorem *T2*. Należy tak dobrać liczbę zwojów cewki L_1 oraz pojemność trymera, aby w dwóch skrajnych położeniach potencjometru strojenia uzyskać częstotliwość 3950 i 4260 kHz. Pozostałe obwody rezonansowe można zestroić na maksimum siły odbieranego sygnału po doprowadzeniu do anteny teleskopowej sygnału z generatora o częstotliwości 3,65 MHz i amplitudzie około 10 μV. Sposób montażu płytki odbiornika wraz z baterią zasilającą 6F22 jest pokazany na rys. 8.2.



Rys. 8.2. Przykładowy sposób montażu odbiornika



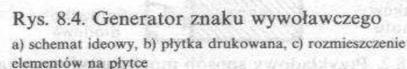
Rys. 8.3. Szkic charakterystyki anteny odbiornika

Rysunek 8.3 ilustruje sposób powstawania charakterystyki wypadkowej anten odbiornika, na której podstawie zawodnik może zlokalizować kierunek ukrycia nadajnika. Charakterystyka anteny ferrytowej, podobnie jak dipola, ma kształt ósemki, czyli występują dwa identyczne minima. Na podstawie namiarów zawodnik nie jest w stanie określić, czy znajduje się z przodu, czy z tyłu źródła sygnału. Dopiero dołączenie dodatkowej anteny teleskopowej o charakterystyce dookólnej powoduje, że wypadkowa charakterystyka przybiera kształt kardioidy, jak na rysunku. Kształt taki można wytłumaczyć tym, że sygnały z anteny ferrytowej, reagującej na składową magnetyczną pola elektromagnetycznego, oraz anteny prętowej, reagującej na składową elektryczną, różnią się fazą, raz dodając się, a drugi raz odejmując.

8.2. Nadajnik radiolokacyjny na pasmo 3,5 MHz

Nadajnik ten składa się z dwóch układów: generatora znaku wywoławczego (MOE, MOI, MOS, MOH, MO5) i kluczowanego generatora w.cz. 3,5 MHz.

Układ elektryczny generatora znaku wywoławczego (rys. 8.4) został zrealizowany na czterech popularnych układach scalonych TTL oraz dwóch tranzystorach. Generator taktujący na bramkach *1* i *2* wytwarza impulsy prostokątne o współczynniku wypełnienia 0,5. Czas trwania impulsu odpowiada czasowi trwania kropki. Przez zmianę wartości pojemności kondensatorów C_1 i C_2 można ustalać odpowiednie tempo wysyłania znaków telegraficznych. W pierwszej chwili po włączeniu zasilania licznik *US4* jest wyzerowany. Narastającym zboczem impulsu zegarowego uruchamia się przerzutnik D zrealizowany na połowie układu UCY7474, na którego wyjściu otrzymuje się impulsy o dwukrotnej długości kropki. Równocześnie z pojawieniem się jedynki logicznej na wyjściu $\bar{Q}$ (układu *US2*) pierwszego przerzutnika następuje ustawienie stanu wyjściowego drugiego przerzutnika na $Q = 1$. Stan ten jest początkiem tworzenia całego cyklu generacji znaków. Na wejścia bramki *3 US1* (UCY7400) podawane są impulsy taktujące



Rys. 8.4. Generator znaku wywoławczego

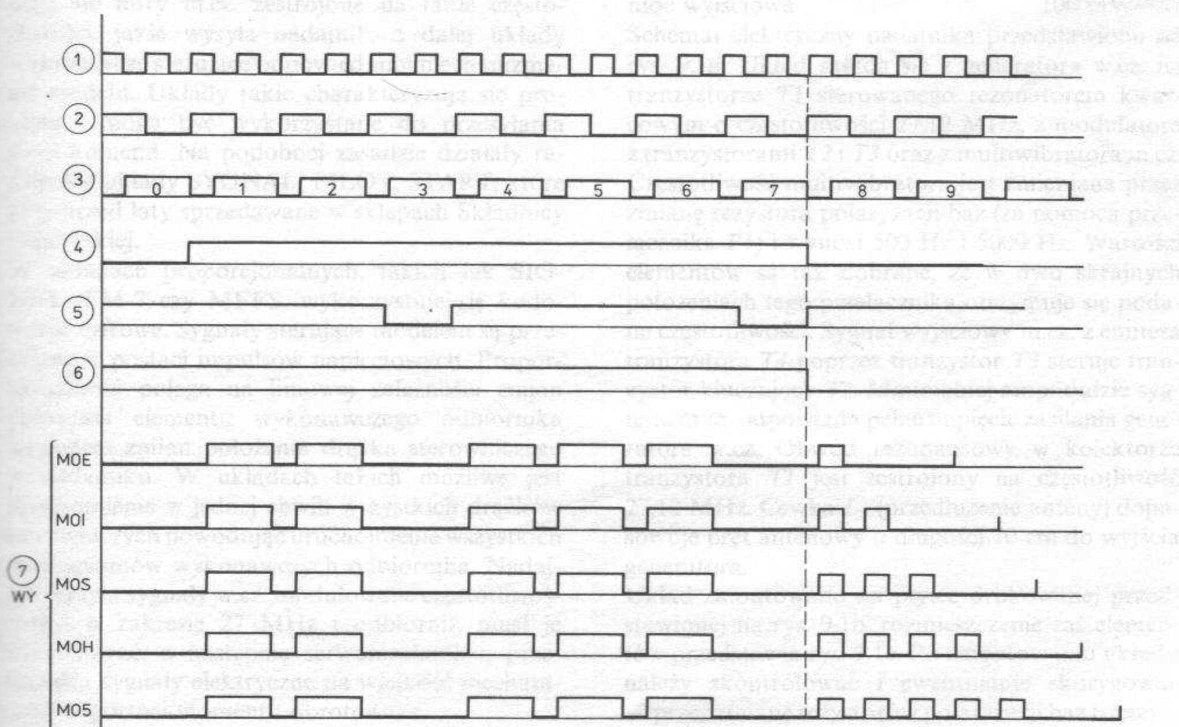
a) schemat ideowy, b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów na płytce

oraz impulsy o podwójnej długości. Iloczyn tych dwóch impulsów zwiększa o 1 stan licznika UCY7493 poprzez wejście *A*. Bramka *1* układu *US2* (UCY7410) wytwarza stan 0 (wyjście *6*) w czasie gdy stan licznika jest 3 oraz 7. W ten sposób powstają przerwy między znakami. Inaczej mówiąc, bramka ta wymusza na wyjściu bramki *2* (wyjście *12*) stan 1, który odpowiada przerwie między literami (czas trwania równy jednemu taktowi licznika *US4*). W stanach licznika 0 ÷ 7 dekodowane są litery MO. W następnym stanie, czyli 8 na wyjściu Q_D licznika (wyjście *11*), pojawi się jedynka logiczna, która po zanegowaniu przez bramkę *4* układu UCY7400 powoduje wymuszenie na wyjściu *6* przerzutnika UCY7474 stan $\bar{Q} = 1$. Przerzutnik przestaje dzielić przez 2 i na wyjściu bramki *3* układu *US1* pojawiają się impulsy taktujące odpowiadające kropkom. Stan ten trwa od stanu 8 do *n* licznika *US4*. Liczba kropek zależy od zdekodowanego stanu bramki *3* układu *US3*. Z chwilą wygenerowania zaprogramowanej przez przełącznik wymaganej liczby kropek następuje wyzerowanie drugiego przerzutnika. Na wyjściu *9* układu UCY7474 pojawi się zero, a to powoduje wymuszenie przerwy po wygenerowaniu znaku. Równocześnie tranzystor *T2* zeruje licznik i cały cykl powtarza się na nowo. Kondensator C_3 eliminuje przypadkowe przełączenie licznika (zapewnia opóźnienie w propagacji sygnałów). Impulsy z kolektora tranzystora *T1* są podawane do układu kluczowania generatora w.cz.

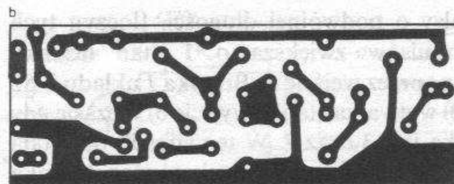
Układ elektryczny generatora znaku wywoławczego, łącznie z przełącznikiem typu Isostat służącym do programowania generatora, zmontowano na płytce dwustronnie foliowanej miedzią przedstawionej na rys. 8.4b. Rysunek 8.4c przedstawia rozmieszczenie elementów na płytce.

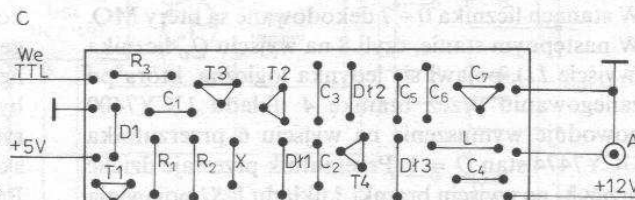
Układ zmontowany ze sprawnych elementów powinien działać prawidłowo od razu po włączeniu zasilania. Kontroli poprawności wysyłanych znaków można dokonać słuchowo za pośrednictwem generatora akustycznego (kluczowanego) dołączonego do wyjścia. Przy uruchamianiu układu mogą być pomocne przebiegi impulsów zamieszczone na rys. 8.5 oraz sonda logiczna TTL lub oscyloskop.

Prosty układ nadajnika ARS (kluczowanego generatora w.cz.) przedstawiono na rys. 8.6a. Pojawienie się jedynki logicznej na wyjściu układu opisanego wyżej powoduje przejście tranzystora *T1* w stan nasycenia, załączenie generatora z tranzystorem *T2*, a w konsekwencji wygenerowanie sygnału w.cz. o częstotliwości określonej przez rezonator kwarcowy *X*. Za generatorem znajduje się wzmacniacz 0,5 W pracujący w klasie C na tranzystorze *T3*. Dopasowanie do anteny odbywa się poprzez filtr typu π. Tranzystor *T4* jest prostym zasilaczem zapewniającym napięcie 5 V niezbędne do zasilania generatora znaku wywoławczego z układami TTL. Cały nadajnik jest zasilany z akumulatora 12 V.



Rys. 8.5. Przebiegi impulsów generatora znaku





Rys. 8.6. Prosty nadajnik ARS

a) schemat ideowy, b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów na płytce

Układ zmontowano na płytce drukowanej przedstawionej na rys. 8.6b. Rozmieszczenie elementów na płytce pokazano na rys. 8.6c. Dławiki *Dł1* ÷ *Dł3* to typowe fabryczne dławiki przeciwzakłóceniowe 40 μH/0,3 A. Cewka L_1 zawiera 68 zwojów drutu DNE 0,43 nawiniętych na korpusie o średnicy 14 mm i długości 35 mm.

Uruchomienie układu ogranicza się do zestrojenia filtru typu π na maksimum sygnału w antenie. Może tu być pomocna sonda w.cz.

Obydwie płytki zamontowano w obudowie metalowej wyposażonej w gniazdo antenowe, wyłącznik zasilania, zaciski do dołączenia akumulatora oraz przełącznik znaku wywoławczego.

9

Aparatura do zdalnego sterowania

Aparatura do zdalnego sterowania jest przeznaczona do sterowania urządzeń elektrycznych, głównie modeli (latających, pływających i kołowych) za pomocą fal radiowych. Jak wiadomo, układy takie dzielą się na dwie grupy: dyskretne i proporcjonalne. W tych pierwszych, opisanych w książce, nadajnik wysyła falę nośną w zakresie 27 MHz, modulowaną amplitudowo częstotliwościami akustycznymi, z reguły 390, 800, 1100, 1700, 2350, 3000 Hz, którym przypisane są odpowiednie komendy. W odbiorniku po detektorze AM znajdują się filtry m.cz. zestrojone na takie częstotliwości, jakie wysyła nadajnik, a dalej układy wykonawcze sterujące odpowiednimi mechanizmami modelu. Układy takie charakteryzują się prostotą i mogą być wykorzystane do przesyłania 2÷3 komend. Na podobnej zasadzie działały radzieckie układy SYGNAŁ, PILOT, START, które były przed laty sprzedawane w sklepach Składnicy Harcerskiej.

W układach proporcjonalnych, takich jak SIGNAL, FM-7 czy MFFS, wykorzystuje się kodowanie cyfrowe. Sygnały sterujące modelem są przesyłane w postaci impulsów napięciowych. Proporcjonalność polega na liniowej zależności zmian położenia elementu wykonawczego odbiornika względem zmian położenia drążka sterowniczego w nadajniku. W układach takich możliwe jest uruchomienie w jednej chwili wszystkich drążków sterowniczych powodując uruchomienie wszystkich mechanizmów wykonawczych odbiornika. Nadajnik wysyła sygnały w.cz. modulowane częstotliwościowo w zakresie 27 MHz i odbiornik musi je zdekodować, a następnie serwomechanizm przekształca sygnały elektryczne na wielkość mechaniczną w postaci momentu obrotowego.

Układy proporcjonalne są z reguły skomplikowane i rzadko budowane własnoręcznie.

9.1. Prosta dwukanałowa aparatura do zdalnego sterowania

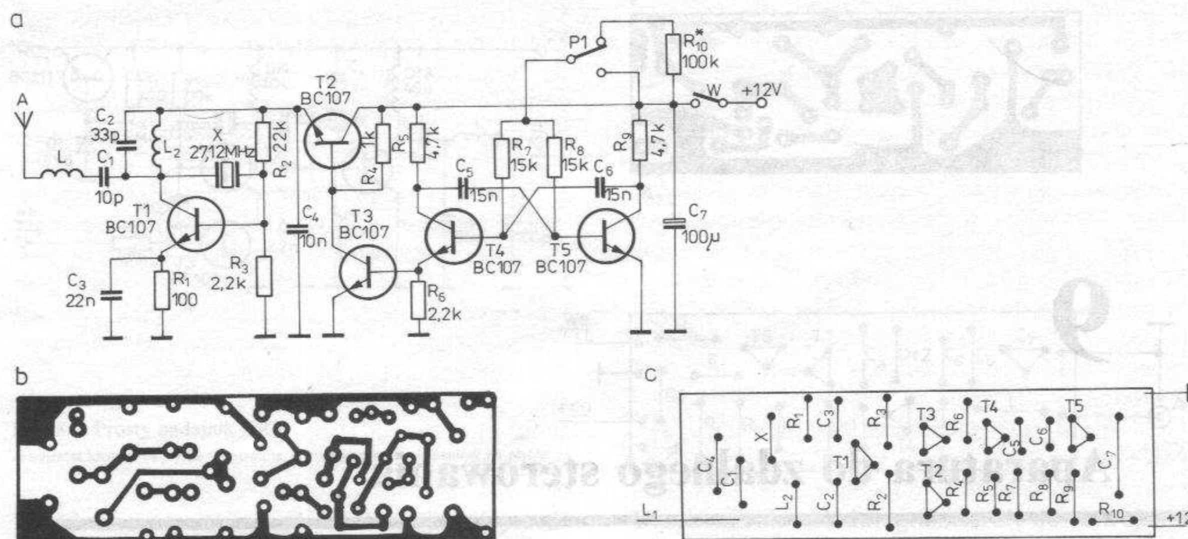
Opisana aparatura służy do zdalnego przesyłania sygnałów o częstotliwości 27 MHz dwóch komend: „włącz”—„wyłącz”.

Dane techniczne nadajnika:

częstotliwość pracy	27,12 MHz
napięcie zasilania	12 V
częstotliwość modulująca I kanału	500 Hz
częstotliwość modulująca II kanału	5000 Hz
moc wyjściowa	100 mW

Schemat elektryczny nadajnika przedstawiono na rys. 9.1a. Układ składa się z generatora w.cz. na tranzystorze *T1* sterowanego rezonatorem kwarcowym o częstotliwości 27,12 MHz, z modulatora z tranzystorami *T2* i *T3* oraz z multiwibratora m.cz. Częstotliwość multiwibratora jest zmieniana przez zmianę rezystora polaryzacji baz (za pomocą przełącznika *P1*) i wynosi 500 Hz i 5000 Hz. Wartości elementów są tak dobrane, że w dwu skrajnych położeniach tego przełącznika otrzymuje się podane częstotliwości. Sygnał wyjściowy m.cz. z emitera tranzystora *T4* poprzez tranzystor *T3* steruje tranzystor kluczujący *T2*. Minimalnej amplitudzie sygnału m.cz. odpowiada pełne napięcie zasilania generatora w.cz. Obwód rezonansowy w kolektorze tranzystora *T1* jest zestrojony na częstotliwość 27,12 MHz. Cewka L_1 (przedłużenie anteny) dopasowuje pręt antenowy o długości 70 cm do wyjścia generatora.

Układ zmontowano na płytce drukowanej przedstawionej na rys. 9.1b, rozmieszczenie zaś elementów przedstawia rys. 9.1c. Po zmontowaniu układu należy skontrolować i ewentualnie skorygować — przez zmianę rezystorów polaryzacji baz tranzystorów *T4* i *T5* — częstotliwość wyjściową m.cz. Najlepiej czynność tę wykonać częstościomierzem



Rys. 9.1. Prosty nadajnik do zdalnego sterowania

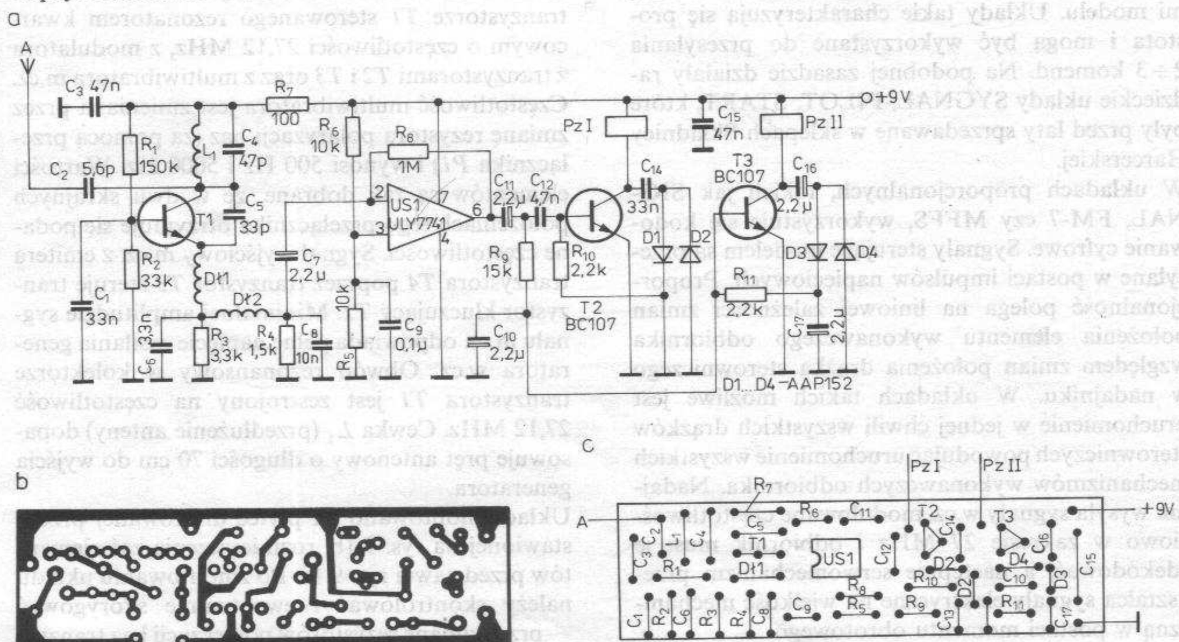
a) schemat ideowy, b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów na płytce

cyfrowym dołączonym do emitera tranzystora *T4*. Strojenie obwodu rezonansowego w kolektorze tranzystora *T1* można przeprowadzić za pomocą sondy diodowej dołączonej do kolektora tego tranzystora. W rozwiązaniu modelowym cewka L_1 zawiera 10 zwojów drutu DNE 0,5 na rdzeniu ferrytowym o średnicy 4 mm, cewka zaś L_2 zawiera 5 zwojów drutu DNE 1 nawiniętych na średnicy, 10 mm.

Dane techniczne odbiornika:

częstotliwość pracy	27,12 MHz
napięcie zasilania	9 V
czułość wejścia	100 µV
częstotliwość pracy I kanału	500 Hz
częstotliwość pracy II kanału	5000 Hz

W skład odbiornika przedstawionego na rys. 9.2a wchodzi detektor superreakcyjny z tranzystorem *T1*, wzmacniacz m.cz. z układem scalonym *US1* (UCY7741) oraz układ wykonawczy z tranzystorami *T2* i *T3*. W obwodach kolektorów tranzystorów wykonawczych włączono bezpośrednio uzwojenia miniaturowych przekaźników RES 10. Jest to bardzo uproszczony układ i z tego powodu konieczne jest stosowanie tranzystorów o współczynniku β nie



Rys. 9.2. Prosty odbiornik do zdalnego sterowania

a) schemat ideowy, b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów na płytce

mniejszym niż 150 oraz przekaźników o rezystancji cewki zbliżonej do 300 Ω. Styki tych przekaźników mogą załączać dowolne obwody wykonawcze sterowanego urządzenia. Wartości elementów *RC* są tak dobrane, że tranzystor *T2* wchodzi w stan nasycenia przy częstotliwości modulującej 5 kHz, a tranzystor *T3*, przy częstotliwości 500 Hz.

Układ zmontowano na małej płytce przedstawionej na rys. 9.2b, rozmieszczenie elementów na płytce pokazano na rys. 9.2c. Cewka L_1 zawiera 8 zwojów drutu DNE 1 na średnicy 10 mm, a dławiki *Dl1* i *Dl2* to typowe dławiki nawinięte na rdzeniach ferrytowych o indukcyjnościach 10 μH i 100 mH. Przy uruchamianiu układu należy zestroić obwód rezonansowy oraz skorygować punkt pracy detektora na maksimum napięcia m.cz. na wyjściu *US1*.

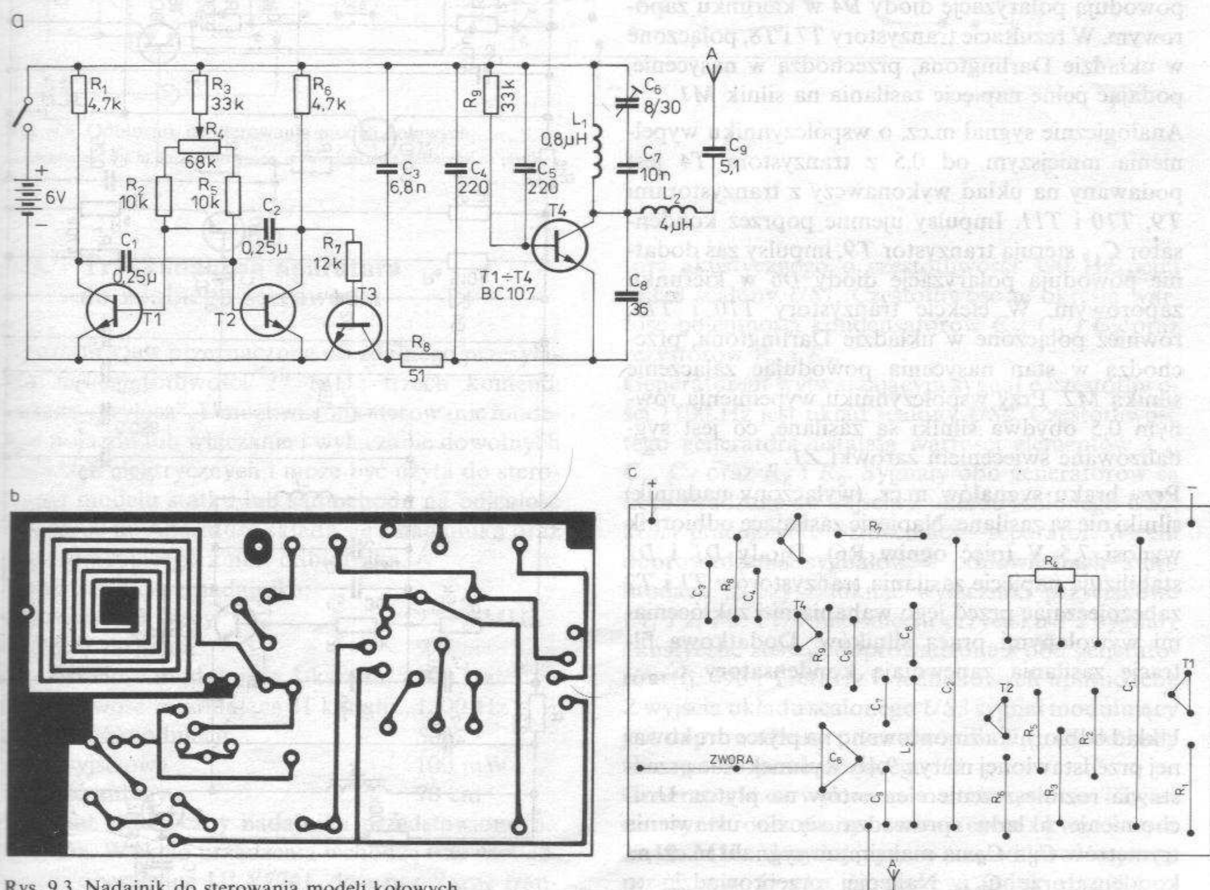
Opisana aparatura przy antenie nadajnika 70 cm i antenie odbiornika 30 cm miała zasięg około 30 m.

9.2. Prosta aparatura do sterowania modeli kołowych

Opisana aparatura może być zastosowana w zasadzie do każdej zabawki niewielkich wymiarów z oddzielnym napędem na dwa koła. Umożliwia ona — przez zmianę prędkości obrotowej silników — skręt w lewo lub w prawo. Zasada działania opiera się na zmianie współczynnika wypełnienia impulsów prostokątnych. Przy współczynniku równym 0,5 obydwa silniki są zasilane jednakowym napięciem i zabawka porusza się do przodu.

Schemat ideowy nadajnika przedstawiono na rys. 9.3a. Tranzystory *T1* i *T2* tworzą multiwibrator o regulowanym za pomocą potencjometru R_4 współczynniku wypełnienia impulsów. Tranzystor *T3* jest modulatorem (kluczem) sterującym modulator *RC* zbudowany na tranzystorze *T4* w układzie zbliżonym do generatora Colpittsa. Częstotliwość generatora zależy od ustawienia trymera C_6 i powinna być zbliżona do 27,12 MHz. Kluczowany sygnał w.cz. jest podawany do anteny za pośrednictwem układu dopasowania złożonego z cewki L_2 i kondensatora C_9. Moc nadajnika wynosi około 50 mW przy napięciu zasilania 6 V (cztery baterie typu R6).

Cały układ elektryczny — oprócz baterii — zmontowano na płytce drukowanej przedstawionej na rys. 9.3b. Rozmieszczenie elementów na płytce pokazano na rys. 9.3c. Cewka generatora L_1 jest



Rys. 9.3. Nadajnik do sterowania modeli kołowych

a) schemat ideowy, b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów na płytce

wytrawiona od razu na płytce, natomiast cewkę L_2 stanowi 8 zwojów drutu DNE 0,3 nawiniętych na pręciku ferrytowym o średnicy 3 mm. Potencjometr R_4 przykręcono od razu do płytki, a na jego oś nałożono plastykowy krążek imitujący kierownicę.

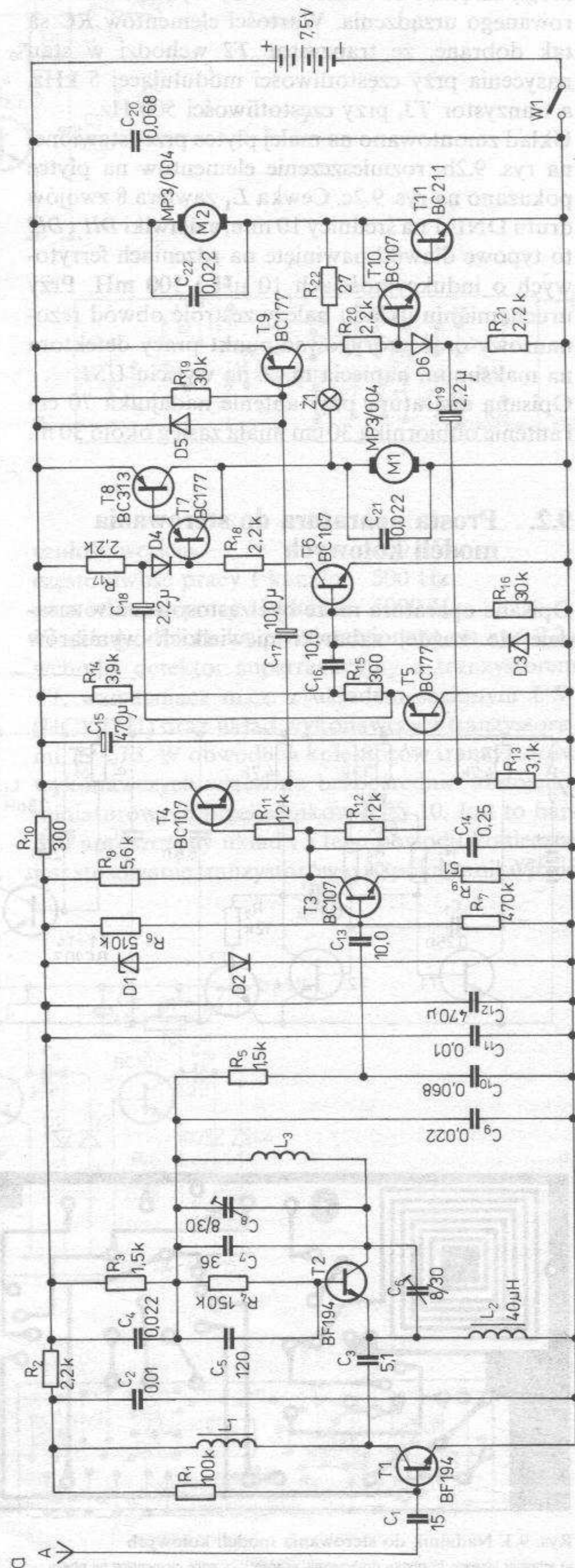
Odbiornik (rys. 9.4a) jest nieco bardziej rozbudowany niż nadajnik, lecz wynika to z funkcji jaką ma spełniać, tzn. odbierać impulsy o częstotliwości 27 MHz, zdekodować je i zasilić dwa silniki prądu stałego o napięciu 7,5 V.

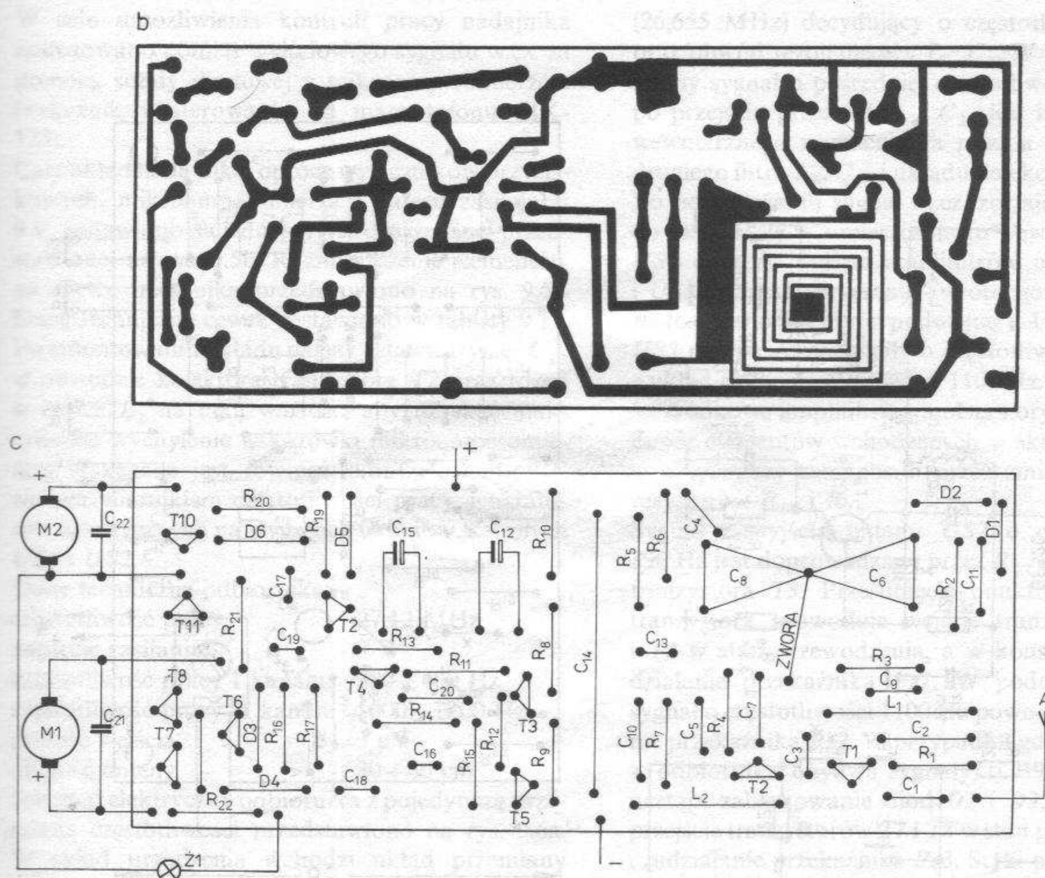
Sygnał z anteny jest podawany na detektor superreakcyjny z tranzystorem *T2* za pośrednictwem prostego wzmacniacza szerokopasmowego z tranzystorem *T1*. Częstotliwość odbioru 27 MHz jest ustalona trymerem C_8, a warunki pracy detektora — za pomocą elementów C_6 i R_4. Sygnał m.cz. odfiltrowany z detektora jest wzmacniany na tranzystorze *T3*, a następnie zostaje rozdzielony na impulsy za pomocą pary komplementarnych tranzystorów *T4* i *T5*. Sygnał m.cz. o współczynniku wypełnienia większym od 0,5 z tranzystora *T5* jest podawany na układ wykonawczy z tranzystorami *T6*, *T7* i *T8*. Impulsy dodatnie poprzez kondensator C_{16} sterują tranzystor *T6*, impulsy zaś ujemne powodują polaryzację diody *D4* w kierunku zaporowym. W rezultacie tranzystory *T7* i *T8*, połączone w układzie Darlingtona, przechodzą w nasycenie, podając pełne napięcie zasilania na silnik *M1*.

Analogicznie sygnał m.cz. o współczynniku wypełnienia mniejszym od 0,5 z tranzystora *T4* jest podawany na układ wykonawczy z tranzystorami *T9*, *T10* i *T11*. Impulsy ujemne poprzez kondensator C_{17} sterują tranzystor *T9*, impulsy zaś dodatnie powodują polaryzację diody *D6* w kierunku zaporowym. W efekcie tranzystory *T10* i *T11*, również połączone w układzie Darlingtona, przechodzą w stan nasycenia powodując załączenie silnika *M2*. Przy współczynniku wypełnienia równym 0,5 obydwa silniki są zasilane, co jest sygnalizowane świeceniem żarówki *Ż1*.

Przy braku sygnałów m.cz. (wyłączony nadajnik) silniki nie są zasilane. Napięcie zasilające odbiornik wynosi 7,5 V (pięć ogniw R6). Diody *D1* i *D2* stabilizują napięcie zasilania tranzystorów *T1* i *T2* zabezpieczając przed jego wahaniami i zakłóceniami wywołanymi pracą silników. Dodatkową filtrację zasilania zapewniają kondensatory C_{12} i C_{15}.

Układ odbiornika zmontowano na płytce drukowanej przedstawionej na rys. 9.4b. Rysunek 9.4c przedstawia rozmieszczenie elementów na płytce. Uruchomienie układu sprowadza się do ustawienia trymetrów C_6 i C_8 na maksimum sygnału m.cz. na kondensatorze C_{14}. Najlepiej przeprowadzić to przy działającym już nadajniku.





Rys. 9.4. Odbiornik do sterowania modeli kołowych
a) schemat ideowy, b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów na płytce

9.3. Trzykanałowa aparatura do zdalnego sterowania

Aparatura jest przeznaczona do zdalnego przesyłania na częstotliwości 27 MHz trzech komend: „włącz—wyłącz". Umożliwia ona sterowanie modelem pojazdu lub włączanie i wyłączanie dowolnych urządzeń elektrycznych i może być użyta do sterowania modelu statku lub samochodu na odległość 200 ÷ 300 m. Aparatura składa się z nadajnika oraz współpracującego z nim odbiornika.

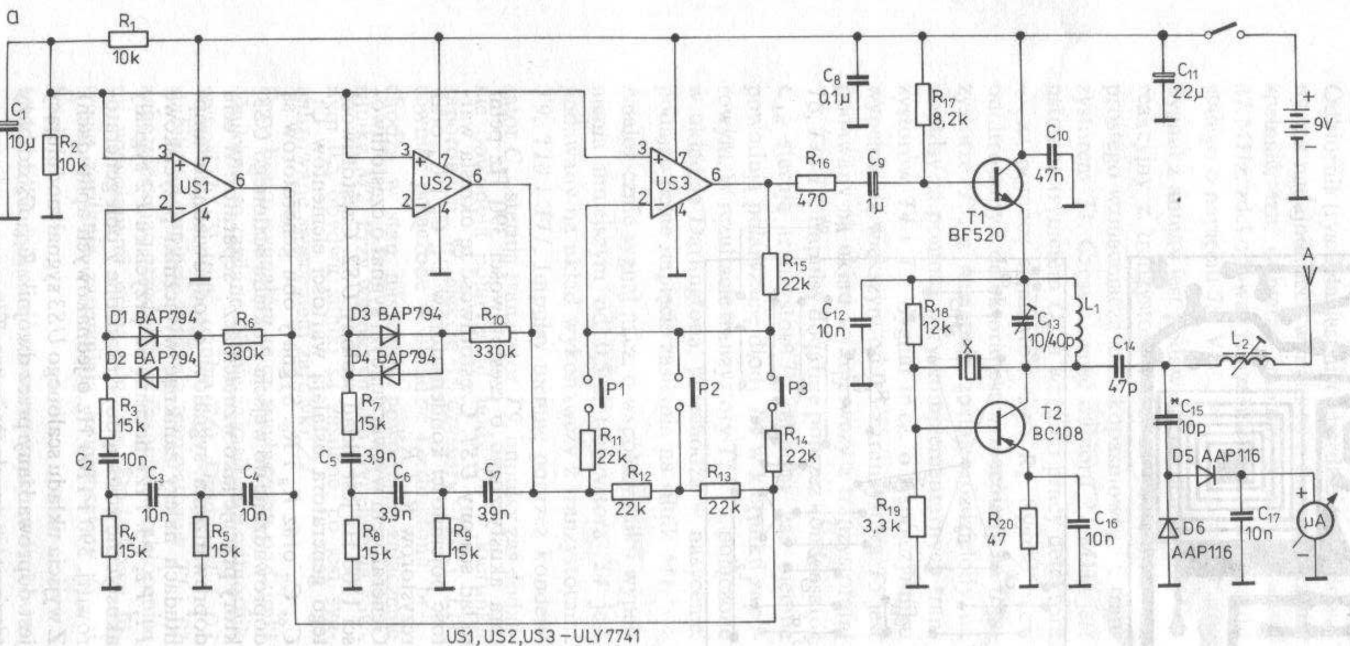
Dane techniczne nadajnika:

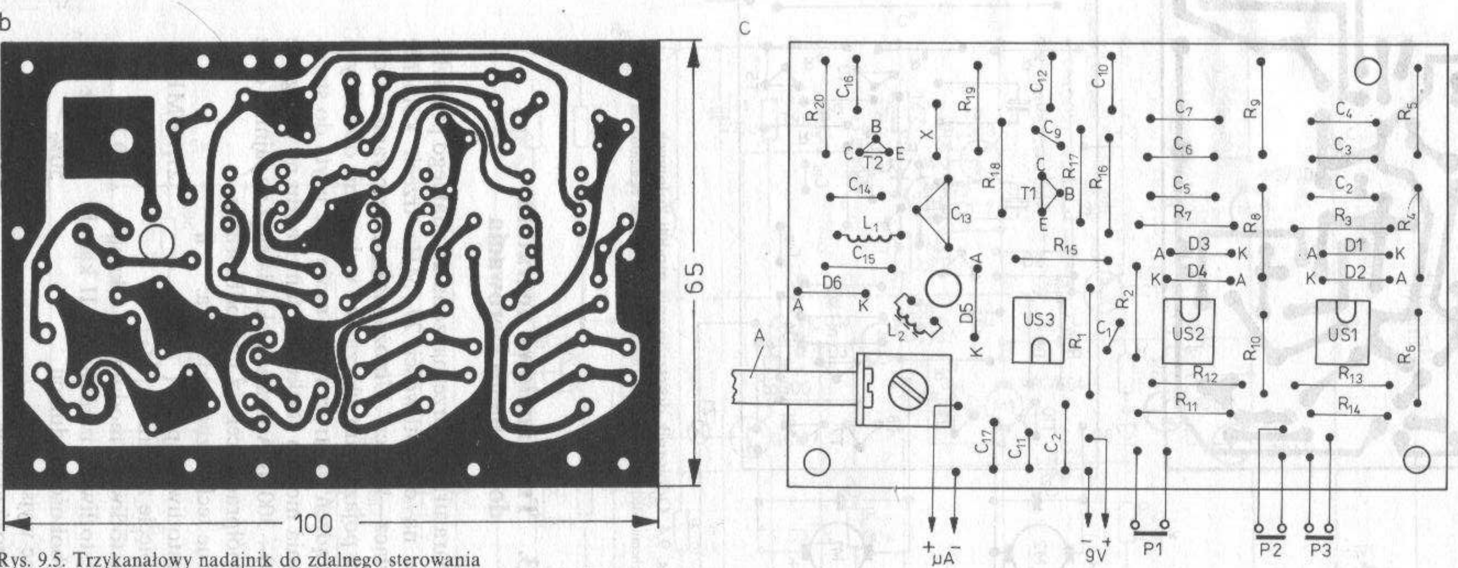
częstotliwość pracy	27,12 MHz
napięcie zasilania	9 V
częstotliwość modulująca I kanału	390 Hz
częstotliwość modulująca II kanału	1100 Hz
głębokość modulacji	50%
moc wyjściowa	100 mW
długość anteny	70 cm

Schemat elektryczny nadajnika przedstawiono na rys. 9.5a. W skład urządzenia wchodzą trzy wzmacniacze operacyjne ULY7741, dwa popularne tranzystory krzemowe oraz sześć diod. Funkcję generatora akustycznego o częstotliwości 390 Hz pełni układ scalony *US1*. Częstotliwość tę określa wartość pojemności kondensatorów C_2, C_3 i C_4 oraz rezystorów R_4 i R_5.

Generatorem wytwarzającym sygnał o częstotliwości 1100 Hz jest układ scalony *US2*. Częstotliwość tego generatora ustalają wartości elementów C_5, C_6, C_7 oraz R_8 i R_9. Sygnały obu generatorów są doprowadzane do wejścia *2* układu scalonego *US3*, który pracuje jako wzmacniacz—separator. W celu doprowadzenia sygnałów o odpowiednich amplitudach należy zamknąć wyłączniki przyciskowe *P1*, *P2*, *P3*. Przy naciśnięciu przycisku *P2* sygnały akustyczne zostają doprowadzone z obu generatorów (tj. 390 i 1100 Hz o jednakowych aplitudach). Z wyjścia układu scalonego *US3* sygnał modulujący jest doprowadzany przez dwójnik R_{16}, C_9 do bazy tranzystora przełączającego *T1*.

Generator w.cz. wykonano na tranzystorze *T2*; jest on synchronizowany rezonatorem kwarcowym 27,12 MHz decydującym o częstotliwości pracy urządzenia. Cewka L_2 stanowi indukcyjność wydłużającą antenę.





Rys. 9.5. Trzykanałowy nadajnik do zdalnego sterowania

a) schemat ideowy, b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów na płytce

W celu umożliwienia kontroli pracy nadajnika zastosowano pomiar wyjściowego sygnału w.cz. za pomocą sondy diodowej z mikroamperomierzem (wskaźnik wysterowania od magnetofonu MK-125).

Cały układ nadajnika, oprócz wyłączników przyciskowych, mikroamperomierza i baterii zasilającej 9 V, zestawiono na jednej płytce drukowanej przedstawionej na rys. 9.5b. Rozmieszczenie elementów na płytce nadajnika przedstawiono na rys. 9.5c. Dane techniczne cewek zestawiono w tablicy 9.1.

Po zmontowaniu układu należy ustawić trymer C_{13} w obwodzie kolektora tranzystora *T2* oraz rdzeń w cewce L_2 na taką wartość, aby uzyskać maksymalne wychylenie wskazówki mikroamperomierza. Wskazane jest również skontrolowanie cyfrowym miernikiem częstotliwości pracy generatorów akustycznych na wyjściach układów scalonych *US1* i *US2*.

Dane techniczne odbiornika:

częstotliwość pracy	27,12 MHz
napięcie zasilania	9 V
częstotliwość pracy I kanału	380 ÷ 400 Hz
częstotliwość pracy II kanału	1000 ÷ 1200 Hz
czułość wejścia	3 μV
długość anteny	30 ÷ 40 cm

Schemat elektryczny odbiornika z pojedynczą przemianą częstotliwości przedstawiono na rys. 9.6a. W skład urządzenia wchodzi układ przemiany częstotliwości z układem scalonym *US1* — UL1203 (A244D, TCA440), dwa amplifiltry ze wzmacniaczami operacyjnymi *US2* i *US3* (ULY7741) oraz trzy układy wykonawcze z tranzystorami *T1* ÷ *T8*.

Sygnał z anteny przez kondensator C_4 oraz obwód rezonansowy L_1, C_5 jest doprowadzany przez uzwojenie sprzęgające L_2 do wzmacniacza w.cz. wchodzącego w skład układu scalonego *US1*. Sygnał wzmocniony o około 30 dB jest następnie mieszany z sygnałem generatora kwarcowego. Do zewnętrznych elementów generatora należy rezonator kwarcowy o częstotliwości 27,585 MHz (26,655 MHz) decydujący o częstotliwości pracy oraz obwód rezonansowy L_3, C_2. W wyniku przemiany sygnał o pośredniej częstotliwości 465 kHz po przejściu przez filtr L_4, C_{28} jest kierowany do wewnętrznego wzmacniacza p.cz., a następnie do drugiego filtru L_6, C_{29} i układu detekcji z diodą *D6*. Po odfiltrowaniu sygnał m.cz. zostaje skierowany do układu ARW umieszczonego wewnątrz układu *US1* oraz do wejścia amplifiltrów układów *US2* i *US3*. W pętli sprzężenia zwrotnego amplifiltrów zastosowano filtry typu podwójne T. Układ scalony *US2* przepuszcza sygnały o częstotliwości 390 Hz, a układ *US3* o częstotliwości 1100 Hz. Częstotliwości środkowe amplifiltrów można korygować przez dobór elementów wchodzących w skład filtrów T, w najprostszy zaś sposób przez zmianę wartości rezystorów R_{16} i R_{28}.

Tablica 9.1. Dane techniczne cewek aparatury trzykanałowej

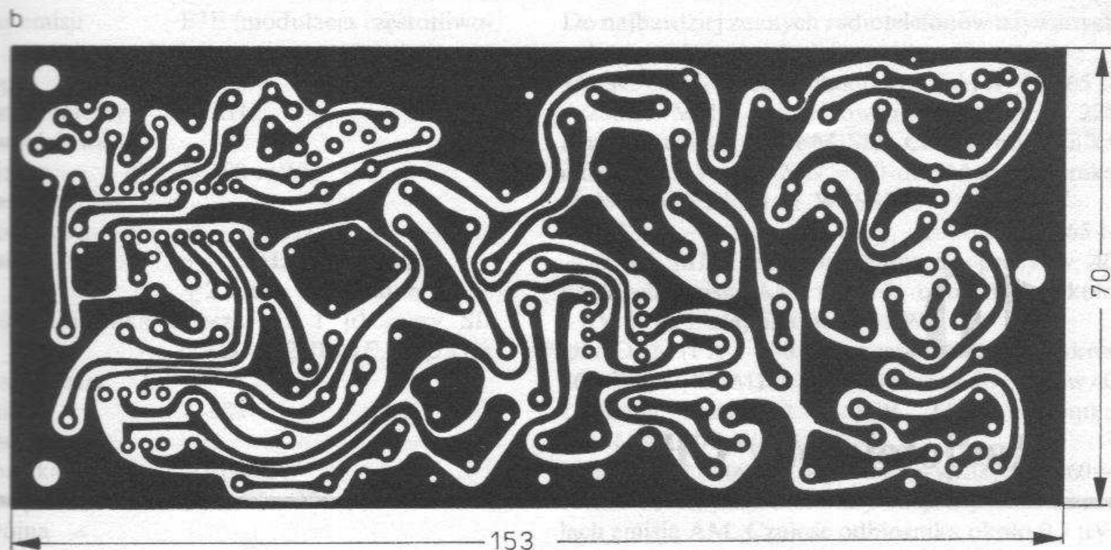
Oznaczenie	Liczba zwojów	Drut nawojowy	Sposób nawinięcia
		Nadajnik	
L_1	10	DNE 0,8	Cewka powietrzna o ø = = 7 mm
L_2	20	DNE 0,5	Na korpusie TV ø = 7 mm
		Odbiornik	
L_1	8	DNE 0,3	Na korpusie filtru *F4*
L_2	3	DNE 0,3	Na L_1
L_3	8	DNE 0,3	Na korpusie filtru *F4*
L_4	80	DNE 0,1	Na korpusie filtru 3-26A5
L_5	10	DNE 0,2	Na L_4
L_6	80	DNE 0,1	Na korpusie filtru 3-26A5

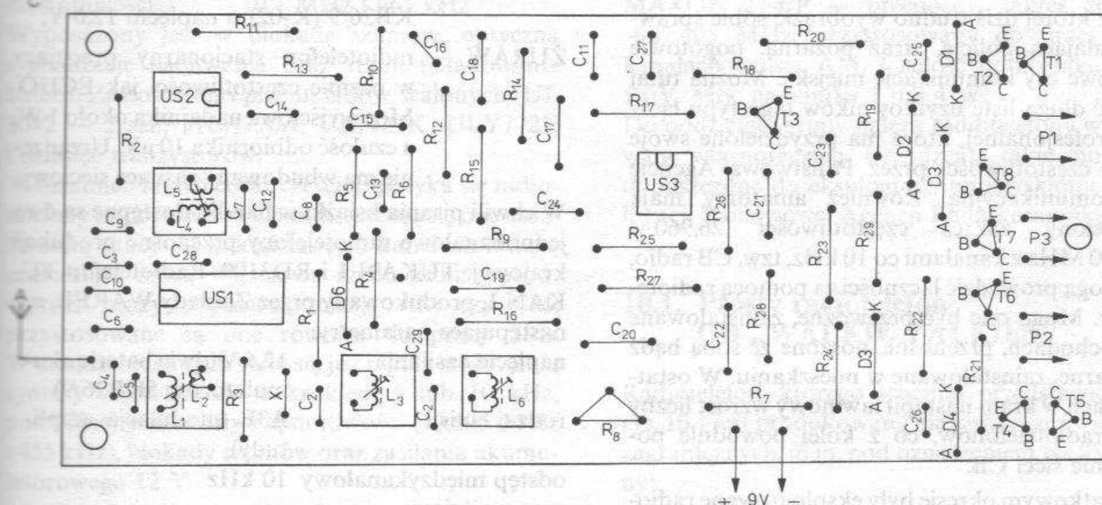
Sygnał z wyjścia układu *US2* o częstotliwości 390 Hz jest doprowadzany przez R_{17} i C_{24} do bazy tranzystora *T3*. Przesunięcie punktu pracy tego tranzystora spowoduje wejście tranzystorów *T1* i *T2* w stan przewodzenia, a w konsekwencji zadziałanie przekaźnika *Pz1*. W podobny sposób sygnał o częstotliwości 1100 Hz powoduje zadziałanie przekaźnika *Pz2*. W przypadku gdy pojawią się w odbiorniku obydwa sygnały, tj. 390 i 1100 Hz, nastąpi zablokowanie diod *D2* i *D3*, a następnie przejście tranzystorów *T7* i *T8* w stan przewodzenia i zadziałanie przekaźnika *Pz3*. Styki przekaźników *Pz1*, *Pz2*, *Pz3* (nie uwidocznione na schemacie) powodują przełączenie obwodów elektrycznych silników w modelu zapewniając np. jazdę do przodu, do tyłu, skręt w lewo lub prawo.

Wszystkie elementy odbiornika, oprócz baterii zasilającej oraz przekaźników wykonawczych, zmontowano na płytce drukowanej przedstawionej na rys. 9.6b. Rysunek 9.6c przedstawia rozmieszczenie elementów na płytce. W odbiorniku można zastosować dowolne przekaźniki lub kontraktrony (np. MT-6 lub K9/2) zmontowane na oddzielnej płytce obok silników.

Po zmontowaniu układu należy zestroić obwody rezonansowe w.cz. oraz ustawić punkt pracy układu scalonego *US1* za pomocą potencjometru R_8 na maksymalną czułość układu. Napięcie mierzone woltomierzem w punkcie *P* względem masy powinno wynosić około 1,5 V. Obwód rezonansowy generatora można zestroić stosując sondę w.cz. Rdzeń cewki L_3 należy ustawić w takim położeniu, przy którym na wyprowadzeniu *6* układu scalonego *US1* będzie występowała maksymalna amplituda w.cz. Obwód rezonansowy L_1, C_5 należy dostroić do częstotliwości 27,12 MHz, obwód zaś L_4, C_{28} oraz L_6, C_{29} na 465 kHz. Czynność tę można wstępnie wykonać za pomocą GDO, a następnie podczas pracy nadajnika dostroić na maksimum sygnału m.cz. występującego na wyprowadzeniach







Rys. 9.6. Trzykanałowy odbiornik do zdalnego sterowania
a) schemat ideowy, b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów na płytce

3 układów scalonych *US2* i *US3*. Po naciśnięciu w nadajniku przycisku *P1* powinien zadziałać w odbiorniku przekaźnik *Pz1*. Optymalne dostrojenie amplifiltru do częstotliwości I kanału nadajnika można przeprowadzić dobierając rezystor R_{16}. Po naciśnięciu w nadajniku przycisku *P3*, w odbiorniku powinien zadziałać przekaźnik *Pz2*. Korekty zestrojenia na tym kanale można dokonać dobierając wartość R_{28}. Po naciśnięciu przycisku *P2* powinny zadziałać w odbiorniku wszystkie trzy przekaźniki. Zaleca się stosować w odbiorniku dwa źródła zasilania: jedno do zasilania odbiornika, a drugie, o większej pojemności, do zasilania silników lub innych układów wykonawczych.

10

Radiotelefony CB

Radiotelefony należą do środków łączności ruchomej, bez której dziś trudno wyobrazić sobie sprawnie działającą policję, straż pożarną, pogotowie ratunkowe czy komunikację miejską. Można tutaj wyliczyć długą listę użytkowników tego typu łączności profesjonalnej, która ma przydzielone swoje zakresy częstotliwości przez Państwową Agencję Radiokomunikacyjną. Również amatorzy mają przydzielony zakres częstotliwości 26,960÷÷27,400 MHz z kanałami co 10 kHz, tzw. CB radio, gdzie mogą prowadzić łączności za pomocą radiotelefonów. Mogą one być przewoźne, zainstalowane w samochodach, przenośne, noszone ze sobą bądź stacjonarne, zainstalowane w mieszkaniu. W ostatnich latach w kraju nastąpił lawinowy wzrost liczby takich radiotelefonów, co z kolei powoduje powstawanie sieci CB.

W początkowym okresie były eksploatowane radiotelefony krajowe typu ECHO lub ŻURAW, które można scharakteryzować następująco:

ECHO 1 — radiotelefon przenośny o prostej konstrukcji, pracujący na jednym kanale w pasmie częstotliwości 26,98÷÷27,28 MHz z modulacją amplitudy. Moc wyjściowa nadajnika 50 mW, a czułość odbiornika 10 μV. Zasilanie z baterii R6 (8 sztuk) lub akumulatora 12 V;

ECHO 2 — zmodernizowana wersja radiotelefonu ECHO 1, o większej mocy wyjściowej (100 mW) i lepszej czułości (8 μV);

ECHO 3 — kolejna wersja radiotelefonu ECHO 2 o takich samych parametrach, zbudowana z nowszych podzespołów;

ECHO 4 — jedna z ostatnich wersji radiotelefonu ECHO o mocy 100 mW i czułości 2,5 μV. Zasilanie z akumulatorów KB26/9 (K-02) o napięciu 12,6 V;

ŻURAW — radiotelefon stacjonarny pracujący w pasmie częstotliwości jak ECHO. Moc wyjściowa nadajnika około 1 W, a czułość odbiornika 10 μV. Urządzenie ma wbudowany zasilacz sieciowy.

W chwili pisania książki w handlu dostępne są dwa jednokanałowe radiotelefony przenośne produkcji krajowej: TUKAN 1 i RD3109. Radiotelefon TUKAN 1, produkowany przez Zakłady WAREL, ma następujące parametry:

napięcie zasilania	12,6 V (dwie baterie akumulatorów 5KB26/9)
rodzaj emisji	A3E (modulacja amplitudy)
odstęp międzykanałowy	10 kHz
moc wyjściowa nadajnika	100 mW ± 3 dB
zniekształcenia modulacji	10%
czułość odbiornika	lepsza niż 2,5 μV przy SINAD = 12 dB, *m* = 30%
moc wyjściowa odbiornika	120 mW/40
wymiary	180 × 74 × 30 mm
pojedyncza przemiana częstotliwości	465 kHz

Radiotelefon jest wyposażony w blokadę szumów oraz wskaźnik stanu naładowania źródeł zasilania. Zastosowano dwa układy scalone (UL1490, UL1111) i jedenaście popularnych tranzystorów.

Radiotelefon RD3109, produkowany przez Zakłady RADMOR, ma następujące parametry:

napięcie zasilania	7,2 V lub 9 V (6 akumulatorów KRH-15/51 lub 6 ogniw R6)

rodzaj emisji	F3E (modulacja częstotliwości)
odstęp międzykanałowy	10 kHz
moc wyjściowa nadajnika	⩾ 100 mW
tolerancja częstotliwości	⩽ ± 300 Hz
dewiacja	± 1,5 kHz minimum, ± 2,5 kHz maksimum
czułość odbiornika	lepsza niż 1 μV przy SINAD = 12 dB, ΔF = 1,5 kHz
zniekształcenia nieliniowe	⩽ 5%
moc wyjściowa odbiornika	⩾ 100 mW
wymiary	180 × 71 × 35 mm
podwójna przemiana częstotliwości	10,7 MHz i 465 kHz

Wyposażony jest w blokadę szumów, optyczną sygnalizację nadawania oraz stanu naładowania baterii. Zastosowano pięć układów scalonych (UL 1042 — 2 szt., MCA770A, UL1482K, ULY7722) i dziesięć tranzystorów.

W ostatnich latach coraz częściej spotyka się radiotelefony importowane. Charakteryzują się one możliwością pracy na kilkudziesięciu kanałach z dużą czułością i mocą wyjściową rzędu kilku watów. Oprócz pracy popularną emisją AM czy FM, przystosowane są one również do pracy SSB. W urządzeniach tych stało się już regułą stosowanie syntezy częstotliwości z krokiem 5 lub 10 kHz, podwójnej przemiany częstotliwości (10,695 MHz i 455 kHz), blokady szumów oraz zasilania akumulatorowego 12 V.

Do najbardziej znanych radiotelefonów używanych w kraju należą:

JACKSON — samochodowy, zakres 26,065 ÷ ÷ 28,315 MHz, przystosowany do pracy w 226 kanałach emisją AM, FM, SSB. Czułość odbiornika około 0,7 μV przy S/N = 10 dB. Moc nadajnika 10 W (AM i FM) i 21 W (SSB).

COBRA — samochodowy, zakres 26,965 ÷ ÷ 27,405 MHz, przystosowany do pracy w 40 kanałach emisją AM. Czułość odbiornika około 1 μV. Moc nadajnika około 4 W.

UNIDEN (PRO 500 B) — samochodowy, zakres 26,965 ÷ 27,405 MHz, przystosowany do pracy w 40 kanałach emisją AM, SSB. Moc nadajnika 4 W (AM) i 12 W (SSB).

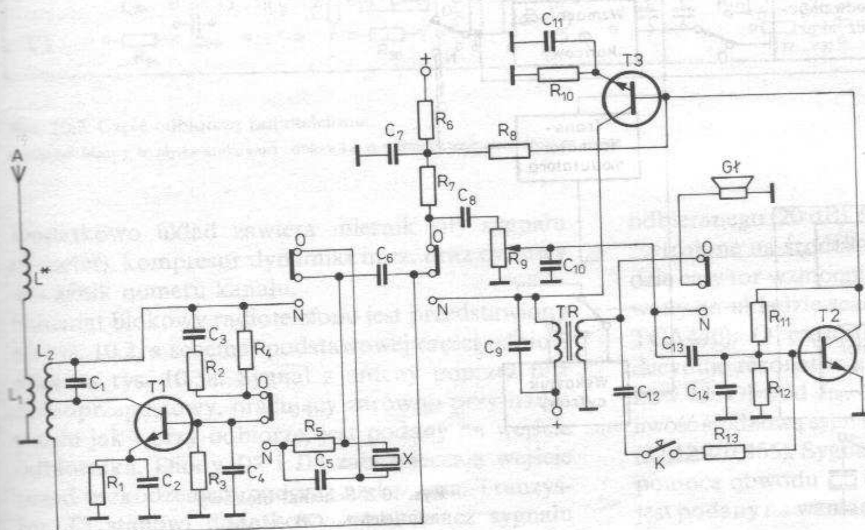
MIDLAND 77-094 — samochodowy, zakres 26,960 ÷ 27,400 MHz, przystosowany do pracy w 40 kanałach emisją AM. Czułość odbiornika około 0,7 μV. Moc nadajnika około 4 W.

MAXON 27-LP — przenośny, zakres 26,965 ÷ ÷ 27,405 MHz, przystosowany do pracy w 40 kanałach emisją AM. Czułość odbiornika około 1 μV. Moc nadajnika 1 lub 4 W.

Do oddzielnej grupy należą radiotelefony wykonywane własnoręcznie. Urządzenia takie mogą być dopuszczone do eksploatacji po uzyskaniu homologacji Państwowej Agencji Radiokomunikacyjnej.

10.1. Prosty radiotelefon CB „WALKIE TALKIES"

Radiotelefon, którego schemat przedstawiono na rys. 10.1 jest produkowany masowo przez wiele firm zagranicznych, m.in. pod oznaczeniem Ns 881 (Chiny).



Rys. 10.1. Schemat ideowy radiotelefonu CB WALKIE TALKIES

Pracuje on z modulacją amplitudy na częstotliwości 27,125 MHz (spotyka się wersje na 40 MHz). Moc wyjściowa urządzenia wynosi 100 mW przy zasilaniu 9 V (6F22). Zasięg radiotelefonu jest niewielki i wynosi kilkaset metrów (zależy od egzemplarza i stanu baterii). Konstrukcja urządzenia jest uproszczona do niezbędnego minimum i jest przeznaczona głównie do zabawy.

Przy odbiorze (przełącznik ustawiony jak na rysunku) sygnał z anteny poprzez uzwojenie sprzęgające L_1 podlega detekcji amplitudowej w detektorze superreakcyjnym z tranzystorem *T1*. Punkt pracy tranzystora jest ustalony na progu wzbudzenia za pomocą dzielnika z rezystorami R_3 i R_4. Wydzielony sygnał m.cz. poprzez potencjometr siły głosu R_9 jest podany na wzmacniacz z tranzystorami *T2* i *T3*. Obciążeniem tranzystora *T3* jest transformator, w którego obwodzie wtórnym znajduje się głośnik.

Przy nadawaniu układ z tranzystorem *T1* staje się generatorem stabilizowanym rezonatorem kwarcowym *X* (27,125 MHz). Punkt pracy ustalają rezystory R_3 i R_5. Generator jest zasilany napięciem modulowanym przez uzwojenie pierwotne transformatora *TR*. Głośnik pracuje teraz jako mikrofon. Sygnał z jego wyjścia poprzez kondensator C_{13} jest podany na wzmacniacz z tranzystorami *T2* i *T3*. Tranzystor *T3* pełni rolę modulatora.

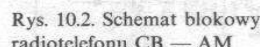
Radiotelefon ma również możliwość pracy telegraficznej. Po naciśnięciu przycisku *K* poprzez elementy R_{13}, C_{12} i uzwojenie wtórne transformatora tworzy się ze wzmacniacza generator akustyczny. Radiotelefony te obok przycisku do nadawania telegrafią mają wydrukowane znaki alfabetu Morse'a. Wyposażone są w anteny teleskopowe.

10.2. Radiotelefon CB — AM

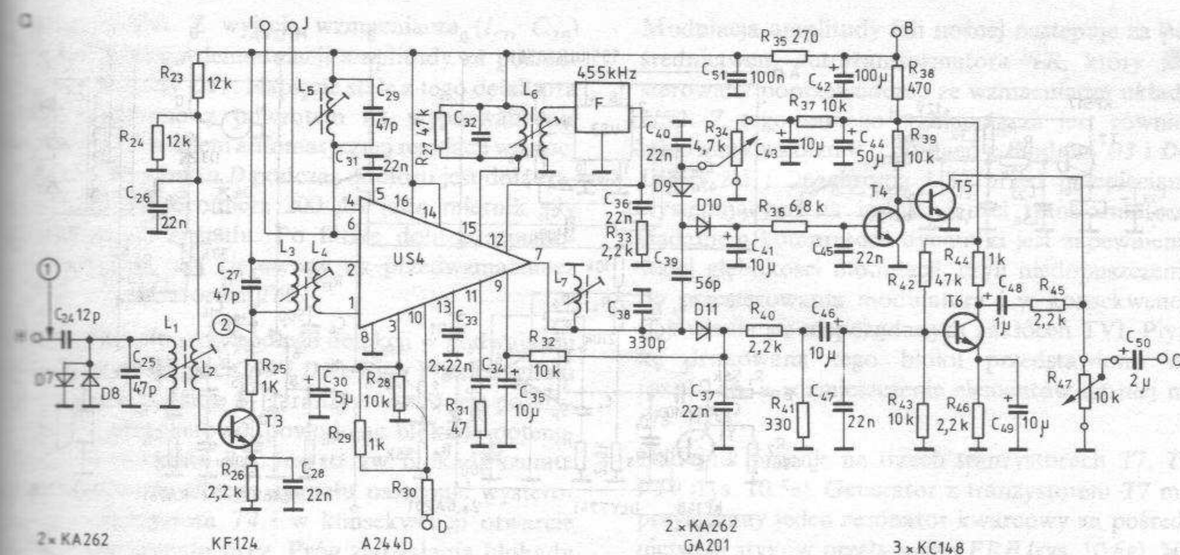
Przedstawione urządzenie wykonano na podstawie opisu zamieszczonego w miesięczniku „Amaterske Radio" 6/88.

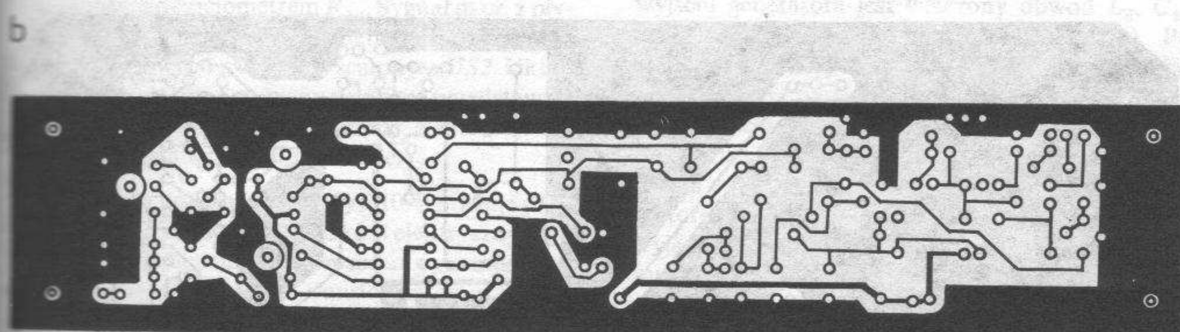
Podstawowe parametry urządzenia:

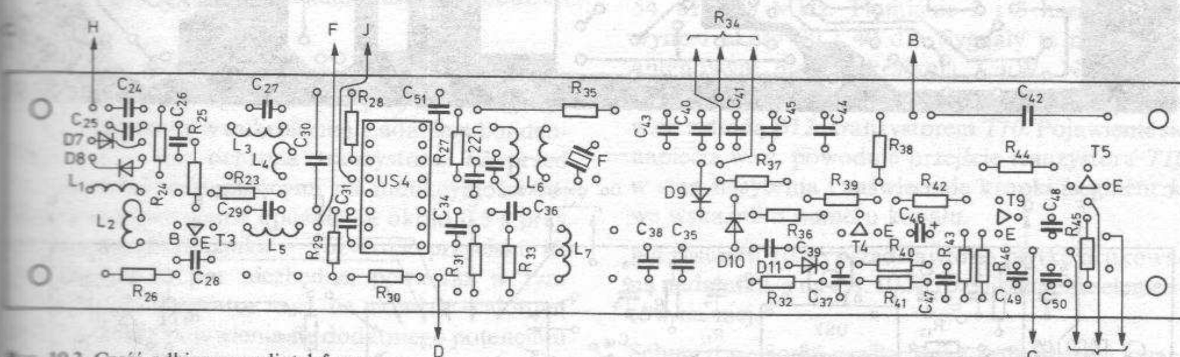
częstotliwość pracy	26,960 ÷ 27,280 (6 kanałów)
modulacja	amplitudowa 90%
czułość odbiornika	około 1 μV przy $S/N = 10$ dB
moc wyjściowa	
nadajnika	około 400 mW/50 Ω
napięcie zasilania	12 V (maksimum 13,5 V)
maksymalny zasięg	5 ÷ 15 km
antena	prętowa, 1,3 m (z cewką dopasowującą)



Rys. 10.2. Schemat blokowy radiotelefonu CB — AM







Rys. 10.3. Część odbiorcza radiotelefonu

a) schemat ideowy, b) płytka drukowana odbiornika, c) rozmieszczenie elementów na płytce

Dodatkowo układ zawiera miernik siły sygnału (S-meter), kompresor dynamiki m.cz. oraz cyfrowy wskaźnik numeru kanału.

Schemat blokowy radiotelefonu jest przedstawiony na rys. 10.2, a schemat podstawowej części odbiornika na rys. 10.3a. Sygnał z anteny poprzez filtr dolnoprzepustowy, pracujący zarówno przy nadawaniu jak i przy odbiorze, jest podany na wejście odbiornika. Diody *D7* i *D8* zabezpieczają wejście przed uszkodzeniem podczas nadawania. Tranzystor *T3* stanowi dodatkowy wzmacniacz sygnału odbieranego (20 dB). Obwody L_1, L_2 oraz L_3, L_4 są zestrojone na środek pasma (27,12 MHz). W zasadzie cały tor wzmocnienia i przemiany jest zrealizowany na układzie scalonym *US4* (A244D, UL1203, TCA440). O częstotliwości odbieranego sygnału decyduje rezonator kwarcowy dołączany do zacisków *IJ*. Obwód L_5, C_{29} zestrojony jest na częstotliwość środkową sygnału generatora, czyli 26,675 MHz (27,12 ÷ 0,455). Sygnał p.cz. 455 kHz wydzielony za pomocą obwodu L_6, C_{32} i filtru piezoceramicznego jest podany na wzmacniacz p.cz. (wyprowadzenie *15*

Rys. 10.4. Wzmacniacz m.cz.

a) schemat ideowy, b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów na płytce

układu *US4*). Z wyjścia wzmacniacza (L_7, C_{38}) sygnał podlega demodulacji amplitudy za pośrednictwem diody *D11*. Napięcie stałe z tego detektora jest podawane z powrotem na wyprowadzenie 9 układu *US4* celem automatycznej regulacji wzmocnienia. Do punktu *D* podczas odbioru jest dołączany mikroamperomierz 200 μA jako miernik siły odbieranego sygnału. Po filtrze dolnoprzepustowym sygnał jest kierowany na przedwzmacniacz m.cz. z tranzystorem *T6*.

Część sygnału p.cz. podlega detekcji w podwajaczu napięcia na diodach *D9* i *D10*. Przy braku sygnału odbieranego złącze *B-E* tranzystora *T5* jest polaryzowane przepustowo, powodując blokadę potencjometru siły głosu R_{47}. Jest to tzw. blokada szumu. Przy odbiorze silnego sygnału następuje wysterowanie tranzystora *T4* i w konsekwencji otwarcie drogi dla sygnału m.cz. Próg zadziałania blokady reguluje się potencjometrem R_{34}. Sygnał m.cz. z płytki odbiornika jest następnie kierowany do wzmacniacza końcowego z układem scalonym *US2*. Układ odbiornika jest zmontowany na płytce przedstawionej na rys. 10.3b. Rozmieszczenie elementów na płytce przedstawiono na rys. 10.3c.

Wzmacniacz końcowy m.cz. (rys. 10.4) pracuje przy nadawaniu jako modulator. Układ elektryczny tego wzmacniacza łącznie z kompresorem dynamiki sygnału mikrofonowego oraz transformatorem modulującym i generatorem końca nadawania, jak również przekaźnikiem *N/O* zrealizowano jako oddzielny blok.

Przekaźnik sterowany jest za pośrednictwem tranzystora *T2* z chwilą naciśnięcia przycisku *K* (przycisk umieszczony w mikrofonie). Zadaniem kondensatora C_{23} jest ochrona tranzystora *T2* przed przepięciami występującymi na indukcyjności cewki oraz zapewnienie opóźnienia około 0,5 s przy wyłączeniu przekaźnika — rozwarcie przycisku *K*. Opóźnienie to jest niezbędne, ponieważ w tym czasie działa generator m.cz. na układzie scalonym *US3*. Z chwilą pojawienia się dodatniego potencjału na wyprowadzeniu *4* zaczyna on generować przebieg o częstotliwości około 1 kHz, który poprzez dwójnik R_{17}, C_{16} jest podany na modulator.

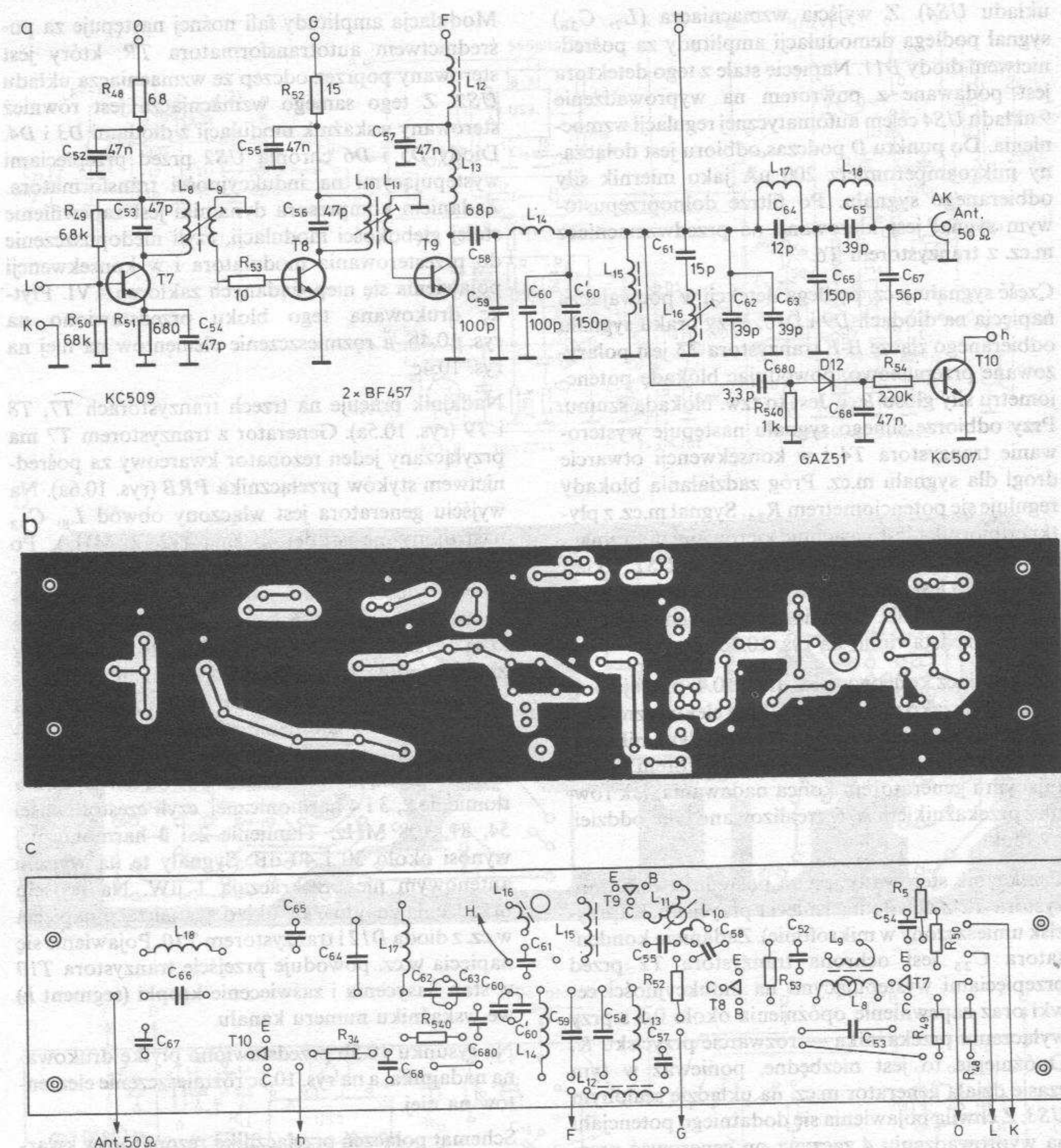
Sygnał z mikrofonu jest podany na kompresor dynamiki zrealizowany na wzmacniaczu operacyjnym *US1* i tranzystorze *T1*. Wzmocniony sygnał podlega detekcji w podwajaczu z diodami *D1* i *D2*, a następnie steruje złącze *B-E* tranzystora *T1*. Im większy sygnał, tym bardziej blokowane jest wejście poprzez złącze *C-E* tranzystora *T1*. Praktycznie sygnał o wartości $0{,}02 \div 2{,}0$ V jest ukształtowany na poziomie $0{,}9 \div 1{,}2$ V. Czas zadziałania kompresora zależy od stałej czasowej $R_8 C_7$, poziom zaś sygnału m.cz. od ustawienia potencjometru R_9.

Modulacja amplitudy fali nośnej następuje za pośrednictwem autotransformatora *TR*, który jest sterowany poprzez odczep ze wzmacniacza układu *US2*. Z tego samego wzmacniacza jest również sterowany wskaźnik modulacji z diodami *D3* i *D4*. Diody *D5* i *D6* chronią *US2* przed przepięciami występującymi na indukcyjności transformatora. Zadaniem kompresora dynamiki jest zapewnienie stałej głębokości modulacji, czyli niedopuszczenie do przesterowania modulatora i w konsekwencji pojawienia się niepożądanych zakłóceń TVI. Płytkę drukowaną tego bloku przedstawiono na rys. 10.4b, a rozmieszczenie elementów na niej na rys. 10.4c.

Nadajnik pracuje na trzech tranzystorach *T7*, *T8* i *T9* (rys. 10.5a). Generator z tranzystorem *T7* ma przyłączany jeden rezonator kwarcowy za pośrednictwem styków przełącznika *PRB* (rys. 10.6a). Na wyjściu generatora jest włączony obwód L_8, C_{53} nastrojony na środek pasma (12,12 MHz). Po generatorze następuje wzmacniacz sygnału pracujący w klasie C na tranzystorze *T8*, a dalej wzmacniacz końcowy na tranzystorze *T9*. Tranzystory te (*T8* i *T9*) są zasilane z układu modulatora. Jest to tak zwana modulacja kolektorowa. Zasilanie tych tranzystorów nie jest odłączane przy odbiorze. Na wyjściu układu znajduje się rozbudowany filtr eliminujący częstotliwości harmoniczne. Wartości elementów *LC* są tak dobrane, że obwód ten zapewnia tłumienie 2, 3 i 4 harmonicznej, czyli częstotliwości 54, 81, 108 MHz. Tłumienie 2 i 3 harmonicznej wynosi około 30 i 40 dB. Sygnały te na wyjściu antenowym nie przekraczają 1 μW. Na wyjściu urządzenia znajduje się układ sygnalizacji napięcia w.cz. z diodą *D12* i tranzystorem *T10*. Pojawienie się napięcia w.cz. powoduje przejście tranzystora *T10* w stan nasycenia i zaświecenie kropki (segment *h*) we wskaźniku numeru kanału.

Na rysunku 10.5b przedstawiono płytkę drukowaną nadajnika, a na rys. 10.5c rozmieszczenie elementów na niej.

Schemat połączeń przełącznika rezonatorów kwarcowych nadawczych ($X1 \div X6$) i odbiorczych ($X7 \div X12$) z matrycą diodową do wyświetlania numeru kanału jest przedstawiony na rys. 10.6a. Poprzez matrycę diodową zostają zapalone odpowiednie segmenty wskaźnika siedmiosegmentowego sygnalizującego cyfry $1 \div 6$. Rezonatory kwarcowe wraz z przełącznikiem zmontowane są na jednej płytce drukowanej (rys. 10.6b), matryca diodowa zaś na drugiej płytce (rys. 10.6d). Rozmieszczenie elementów na tych płytkach przedstawiono odpowiednio na rys. 10.6c i 10.6e. Wyświetlacz siedmiosegmentowy (rys. 10.7a) jest zamontowany na płytce drukowanej przedstawionej na rys. 10.7b.



Rys. 10.5. Część nadawcza radiotelefonu

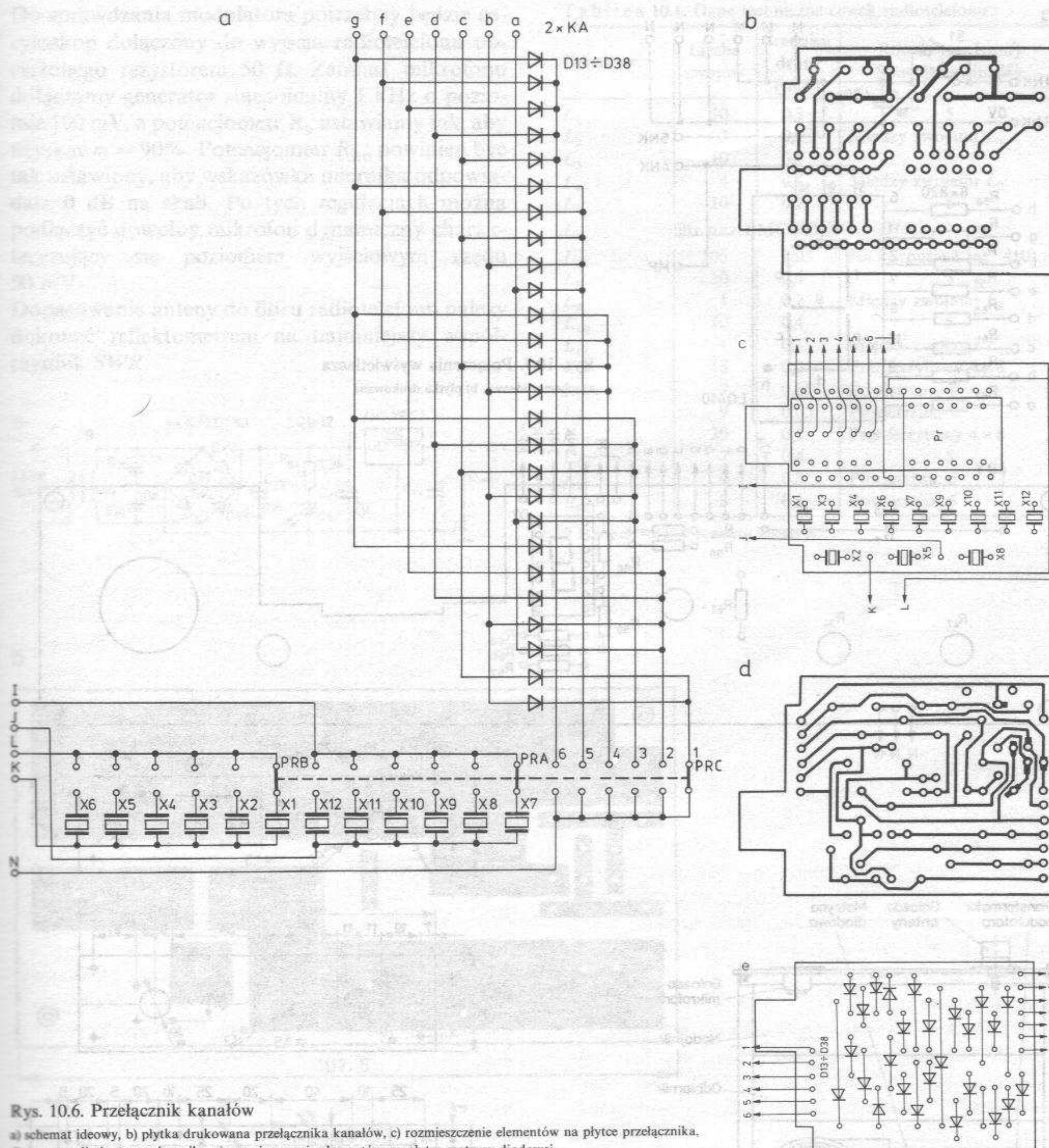
a) schemat ideowy, b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów na płytce

Rozmieszczenie płytek i elementów w obudowie radiotelefonu modelowego pokazano na rys. 10.8. Rysunek 10.9 przedstawia sposób wykonania obudowy wraz z dodatkowymi elementami konstrukcji mechanicznej.

Dane techniczne cewek zestawiono w tablicy 10.1. Radiotelefon może być zasilany z akumulatora 12 V lub zasilacza stabilizowanego w przypadku pracy stacjonarnej. Przykładowy sposób wykonania takiego zasilacza, który może być przydatny do zasilania wielu innych urządzeń opisanych w książce, przedstawiono na rys. 10.10.

Przy własnoręcznym wykonywaniu transformatora należy na rdzeń o przekroju środkowej kolumny równym 4,4 cm^2 nawinąć uzwojenie pierwotne w liczbie 2200 zwojów drutu DNE 0,16, a następnie uzwojenie wtórne — 174 zwoje drutu DNE 0,5. Układ scalony ULY7512 można przykręcić do radiatora lub tylnej ścianki urządzenia.

Uruchomienie odbiornika należy rozpocząć od ze-

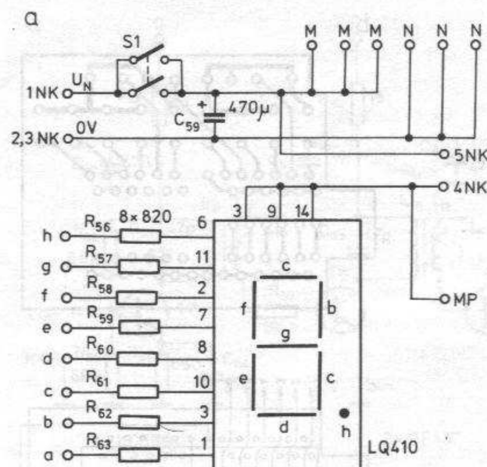


Rys. 10.6. Przełącznik kanałów

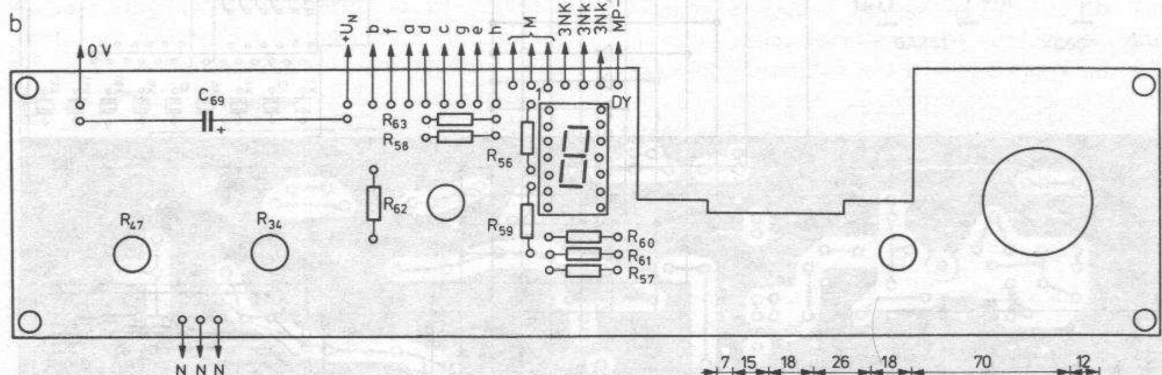
a) schemat ideowy, b) płytka drukowana przełącznika kanałów, c) rozmieszczenie elementów na płytce przełącznika, d) matryca diodowa przełącznika, e) rozmieszczenie elementów na płytce matrycy diodowej

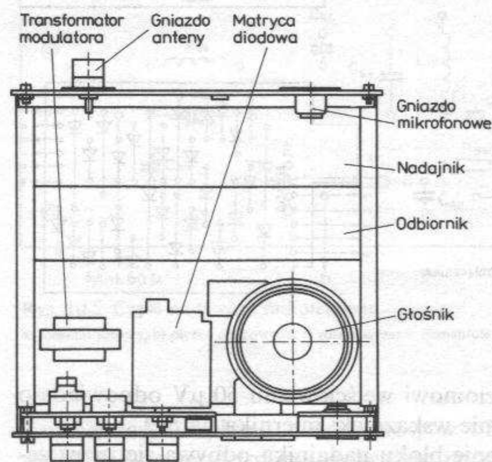
strojenia cewki L_5 w obwodzie generatora na maksimum sygnału na wyprowadzeniu *6* układu *US4* (A244D). W następnej kolejności można zestroić filtry p.cz. (cewki L_6 i L_7) na maksimum siły głosu przy podaniu przez kondensator 10 nF na wyprowadzenie *4* (przy odłączonym rezonatorze) sygnału 455 kHz z modulacją amplitudy. Zestrojenie obwodów wzmacniacza w.cz. można przeprowadzić po podaniu na wejście antenowe sygnału zmodulowanego amplitudowo o częstotliwości 27 MHz. Rezystor R_{30} powinien być tak dobrany, aby poziomowi wejściowemu 50 μV odpowiadało ustawienie wskazówki miernika na S 9.

Zestrojenie bloku nadajnika odbywa się przez zestrojenie obwodów na maksymalną amplitudę sygnału na rezystorze 50 Ω dołączonym do gniazda antenowego. Przy sprawdzaniu filtru antenowego należy go odłączyć od kolektora *T9* i dołączyć do generatora. Należy dobrać liczbę zwojów cewek L_{17} i L_{18} tak, aby uzyskać minimalny sygnał wyjściowy przy częstotliwości odpowiednio 81 MHz i 54 MHz.

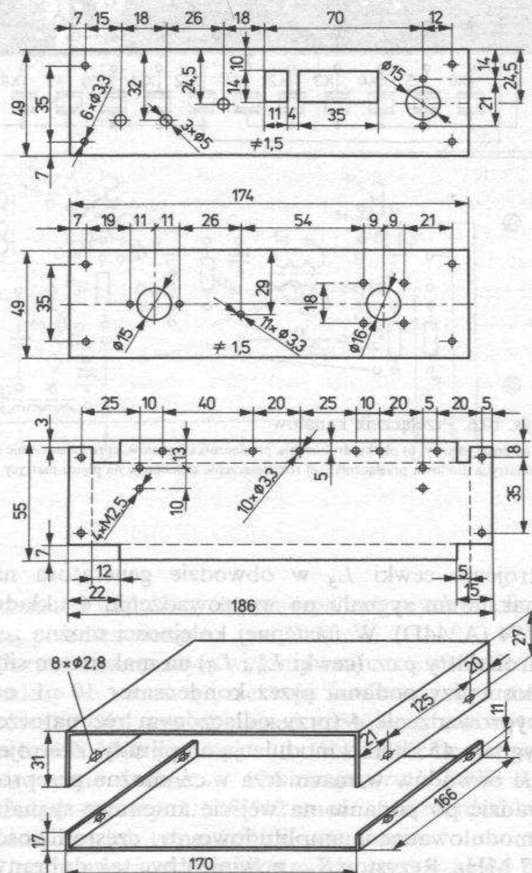


Rys. 10.7. Połączenia wyświetlacza
a) schemat ideowy, b) płytka drukowana





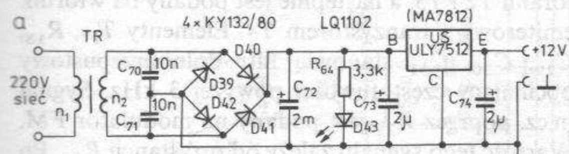
Rys. 10.8. Rozmieszczenie płytek radiotelefonu w obudowie

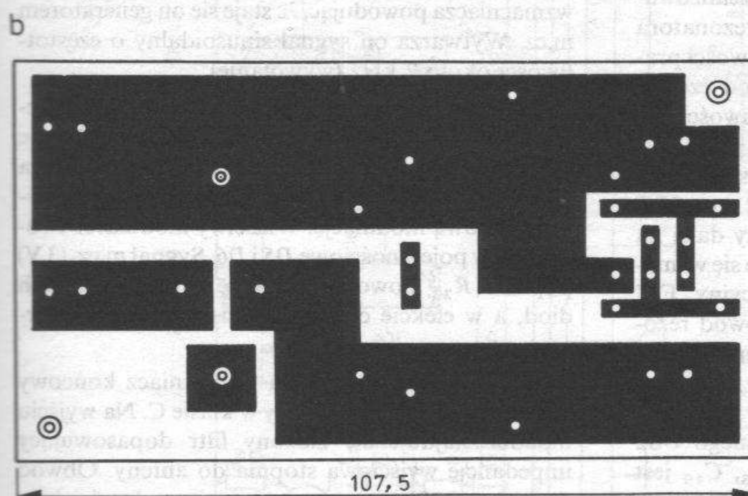


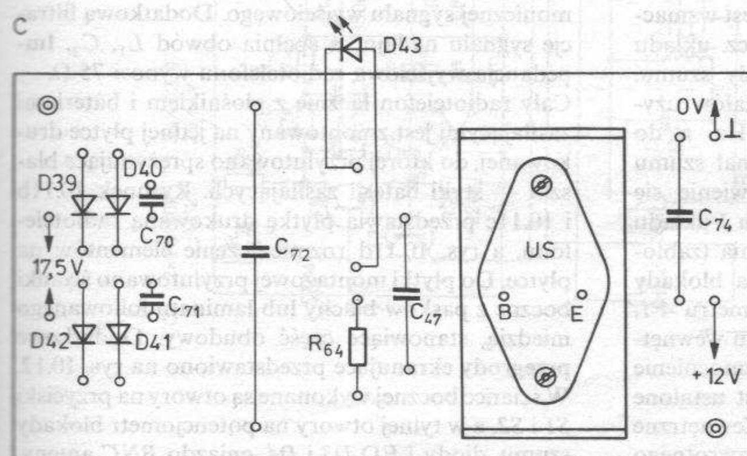
Rys. 10.9. Szkic wykonania obudowy

Do sprawdzania modulatora potrzebny będzie oscyloskop dołączony do wyjścia radiotelefonu obciążonego rezystorem 50 Ω. Zamiast mikrofonu dołączamy generator sinusoidalny 1 kHz o poziomie 100 mV, a potencjometr R_9 ustawiamy tak, aby uzyskać $m = 90\%$. Potencjometr R_{20} powinien być tak ustawiony, aby wskazówka miernika odpowiadała 0 dB na skali. Po tych regulacjach można podłączyć dowolny mikrofon dynamiczny charakteryzujący się poziomem wyjściowym rzędu 50 mV.

Dopasowania anteny do filtru radiotelefonu należy dokonać reflektometrem na najmniejszy współczynnik *SWR*.







Rys. 10.10. Zasilacz do radiotelefonu

a) schemat ideowy, b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów na płytce

Tablica 10.1. Dane techniczne cewek radiotelefonu

Oznaczenie	Liczba zwojów	Średnica drutu [mm]	Rdzeń — ø [mm] Sposób nawinięcia
L_1	10	0,3	5
L_2	3	0,2	Między zwojami L_1
L_3	10	0,4	5
L_4	4	0,2	Między zwojami L_3
L_5	10	0,2	5
L_6	filtr. p.cz. LMC 4101[1]		
L_7	105	0,05	Na korpusie LMC 4101
L_8	10	0,4	5
L_9	1	0,2	Między zwojami L_8
L_{10}	10	0,4	5
L_{11}	1	0,4	Między zwojami L_{10}
L_{12}	16	0,2	Pręt ferrytowy 4 × 8
L_{13}	7	0,65	Powietrzna, 7
L_{14}	9	0,65	Powietrzna, 7
L_{15}	30	0,1	Pręt ferrytowy 4 × 8
L_{16}	7	0,4	5
L_{17}	9	0,8	Powietrzna, 6
L_{18}	8	0,8	Powietrzna, 6

[1] Filtr p.cz. 465 kHz produkcji japońskiej

10.3. Radiotelefon CB — FM

Przedstawiony radiotelefon został wykonany na podstawie opisu zamieszczonego w miesięczniku „Amaterske Radio" 10/89. Podstawowe parametry urządzenia:

częstotliwość pracy	26,960 ÷ 27,280 MHz (1 kanał)
modulacja	częstotliwości (FM ± 2 kHz)
czułość odbiornika	około 1 μV przy S/N = 10 dB
moc wyjściowa nadajnika	około 250 mW/75 Ω
napięcie zasilania	64 (4 baterie R6)
maksymalny zasięg	2 ÷ 4 km

Schemat ideowy radiotelefonu jest przedstawiony na rys. 10.11a. Przy odbiorze sygnał z anteny poprzez uzwojenie sprzęgające L_{14} obwodu L_1, C_2 jest podany na wzmacniacz z tranzystorem *T1* (MOSFET). Punkt pracy tranzystora jest uzależniony między innymi od wartości rezystora R_3 i jest wybrany na najmniejszy poziom szumów. Z obwodu wyjściowego tego stopnia (L_2, C_5) poprzez uzwojenie sprzęgające L_3 sygnał jest skierowany na mieszacz z wewnętrznym generatorem zrealizowanym na układzie *US1*. Częstotliwość rezonatora kwarcowego *X1* decydującego o częstotliwości pracy powinna być mniejsza lub większa od częstotliwości radiotelefonu o wartość częstotliwości pośredniej, czyli o 455 kHz.

Na wyjściu mieszacza są włączone dwa szeregowo zestawione filtry piezoceramiczne *F1* i *F2* typu SPF 455A6. Sygnał p.cz. 455 kHz jest podany dalej na układ *US2*, w którego strukturze znajduje się wzmacniacz p.cz. oraz detektor koincydencyjny FM z dodatkowym wzmacniaczem m.cz. Obwód rezonansowy L_5, C_{15} z dodatkowymi kondensatorami C_{13} i C_{14} decyduje o częstotliwości pracy detektora i szerokości pasma.

Sygnał m.cz. z wyjścia *10* układu scalonego *US2* poprzez filtr dolnoprzepustowy C_{16}, R_8, C_{19} jest podany na końcowy wzmacniacz m.cz. z układem scalonym *US3*. Jednocześnie sygnał ten jest wzmacniany w wewnętrznym wzmacniaczu m.cz. układu *US2* i jest wykorzystywany do blokady szumu. Kondensator C_{18} nie przepuszcza sygnałów użytecznych o częstotliwości 300 ÷ 3000 Hz, a do detektora z diodą *D1* doprowadza sygnał szumu o częstotliwości około 10 kHz. Pojawienie się napięcia stałego 0,6 V na wyprowadzeniu *1* układu *US3* powoduje ograniczenie wzmocnienia (zablokowanie) tego układu. Próg zadziałania blokady szumu zależy od ustawienia potencjometru *P1*, którego wartość decyduje o wzmocnieniu wewnętrznego układu m.cz. układu *US2*. Wzmocnienie wzmacniacza końcowego m.cz. *US3* jest ustalone jednorazowo wartością rezystora R_{10}. Zewnętrzne elementy obwodu ujemnego sprzężenia zwrotnego R_{11}, C_{21}, C_{23} decydują o charakterystyce częstotliwościowej wzmacniacza m.cz.

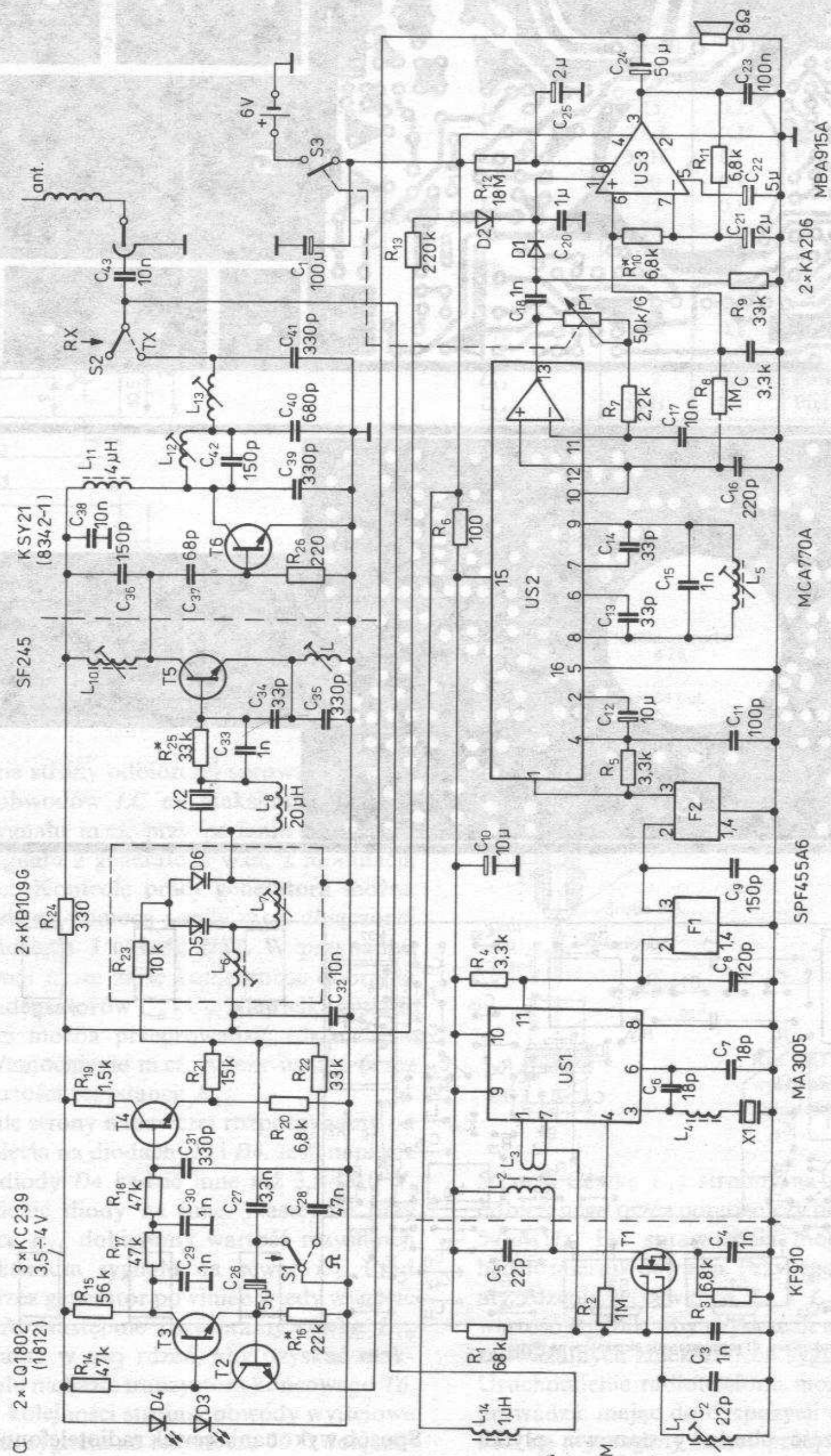
Radiotelefon jest przełączany na nadawanie po naciśnięciu przycisku *S2*. Zasilanie układu nadajnika odbywa się poprzez uzwojenie sprzęgające L_{14} i dalej L_{13}, L_{12} i L_{11}. Diody LED *D3* i *D4* oprócz sygnalizacji załączenia nadajnika stabilizują napięcie zasilania modulatora na poziomie 3,5 ÷ 4,0 V. Z chwilą załączenia nadajnika zblokowany zostaje wzmacniacz m.cz. odbiornika dzięki podaniu na wyprowadzenie *1* napięcia zasilania poprzez R_{13} i D_2.

Sygnał m.cz. z głośnika, pełniącego teraz rolę mikrofonu, jest wzmacniany we wzmacniaczu z tranzystorami *T2* i *T3*, a następnie jest podany na wtórnik emiterowy z tranzystorem *T4*. Elementy T_{17}, R_{18}, C_{29}, C_{30}, C_{31} stanowią filtr dolnoprzepustowy obcinający częstotliwości powyżej 3 kHz. Sygnał m.cz. poprzez R_{21} jest podany na modulator FM. Wartość tego sygnału zależy od rezystancji R_{16}. Po przyciśnięciu przycisku *S1* kondensatory blokujące C_{26} i C_{27} oraz dodatkowo jeszcze elementy R_{22}, C_{28}, R_{21} tworzą dodatnie sprzężenie zwrotne wzmacniacza powodując, że staje się on generatorem m.cz. Wytwarza on sygnał sinusoidalny o częstotliwości około 2 kHz (wywołanie).

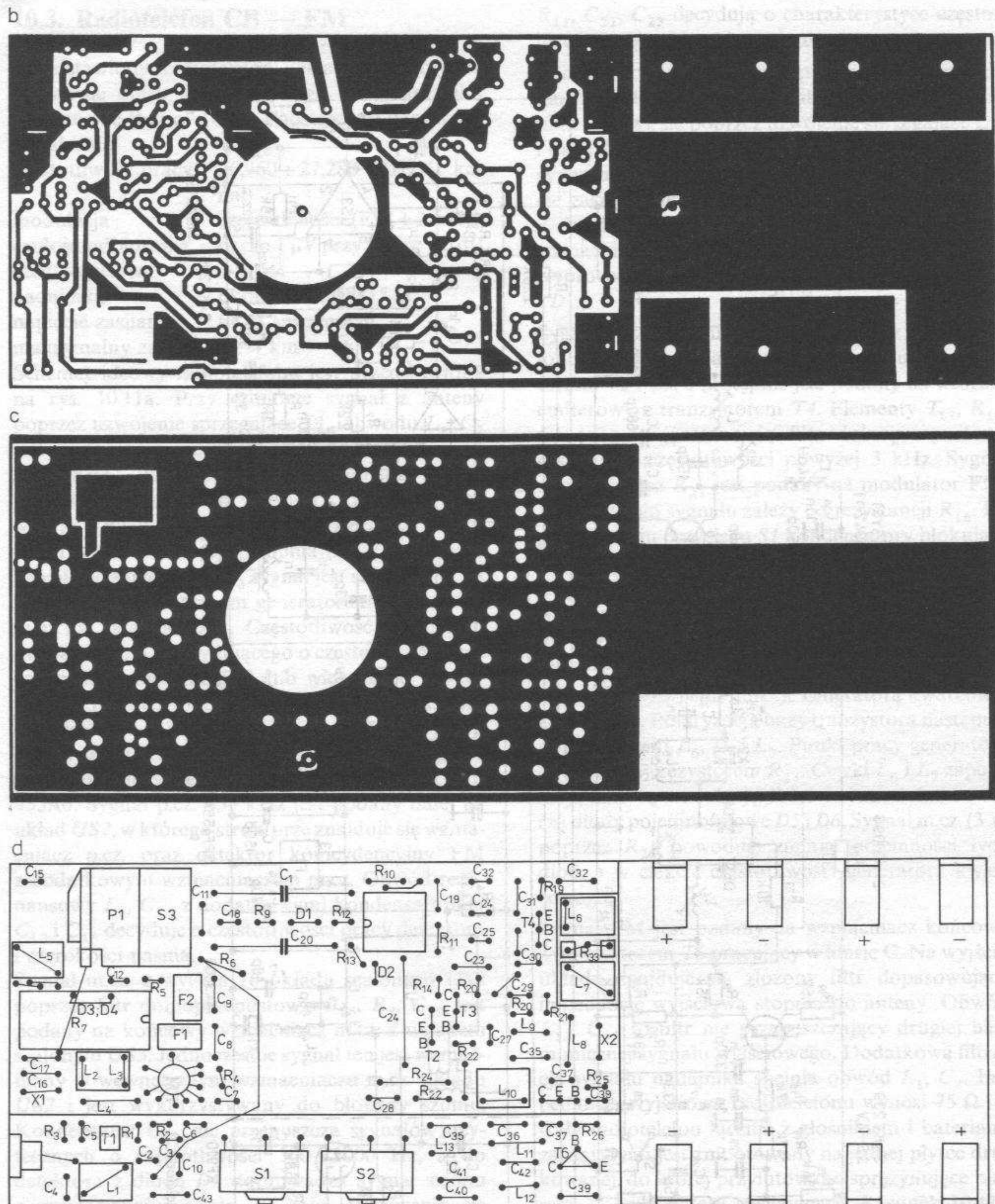
Tranzystor *T5* pełni funkcję generatora kwarcowego 27 MHz. Polaryzacja bazy tranzystora następuje poprzez cewki L_6, L_7 i L_8. Punkt pracy generatora jest ustalony rezystorem R_{25}. Cewki L_6 i L_7 zapewniają liniową modulację. Właściwy modulator tworzą diody pojemnościowe *D5* i *D6*. Sygnał m.cz. (3 V) poprzez R_{23} powoduje zmianę pojemności tych diod, a w efekcie częstotliwości generatora kwarcowego.

Sygnał FM jest podany na wzmacniacz końcowy z tranzystorem *T6* pracujący w klasie C. Na wyjściu układu znajduje się złożony filtr dopasowujący impedancję wyjściową stopnia do anteny. Obwód L_{12}, C_{42} to filtr nie przepuszczający drugiej harmonicznej sygnału wyjściowego. Dodatkową filtrację sygnału nadajnika spełnia obwód L_1, C_2. Impedancja wyjściowa radiotelefonu wynosi 75 Ω.

Cały radiotelefon łącznie z głośnikiem i bateriami zasilającymi jest zmontowany na jednej płytce drukowanej, do której przylutowano sprężynujące blaszki — styki baterii zasilających. Rysunek 10.11b i 10.11c przedstawia płytkę drukowaną radiotelefonu, a rys. 10.11d rozmieszczenie elementów na płytce. Do płytki montażowej przylutowano ścianki boczne z pasków blachy lub laminatu foliowanego miedzią, stanowiące część obudowy. Dodatkowe przegrody ekranujące przedstawiono na rys. 10.12. W ściance bocznej wykonane są otwory na przyciski *S1* i *S2*, a w tylnej otwory na potencjometr blokady szumu, diody LED *D3* i *D4*, gniazdo *BNC* anteny.



Rys. 10.11. Radiotelefon CB – FM
a) schemat ideowy

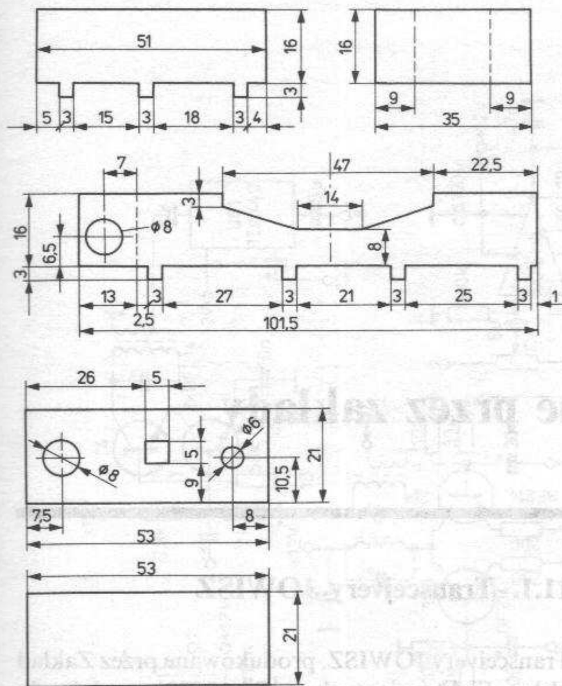


Rys. 10.11. b) i c) płytka drukowana, d) rozmieszczenie elementów na płytce

Górną i dolną część obudowy stanowią płytki z blachy aluminiowej o grubości 1 mm i wymiarach 146 × 55 mm przykręcone śrubami M3 do przylutowanych w narożnikach nakrętek M3. Górna płytka zawiera otwory o średnicy 2 mm wykonane naprzeciwko membrany głośnika.

Sposób wykonania cewek radiotelefonu jest podany w tablicy 10.2.

Radiotelefon współpracuje z miniaturową anteną wykonaną własnoręcznie przez nawinięcie zwój przy zwoju drutu CuL 0,5 na rurce o średnicy 7,5 mm i długości 160 mm (rys. 10.13b).



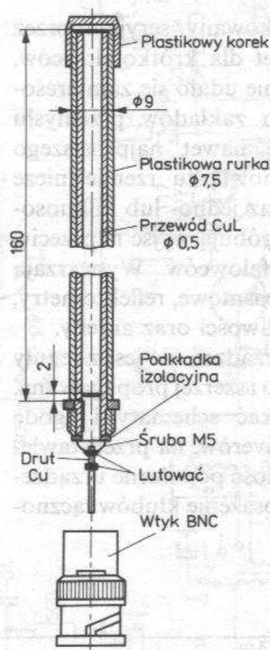
Rys. 10.12. Sposób wykonania dodatkowych elementów obudowy

Uruchomienie strony odbiorczej sprowadza się do zestrojenia obwodów *LC* na maksimum siły odbieranego sygnału m.cz. przy podaniu na wejście antenowe sygnału z generatora w.cz. z modulacją częstotliwości. Kontrolę pracy generatora można przeprowadzić za pomocą sondy w.cz. dołączonej do wyprowadzenia *3* układu *US1*. W przypadku braku oscylacji może zajść konieczność dobrania wartości kondensatorów C_6 i C_7. Niewielką zmianę częstotliwości można przeprowadzić rdzeniem w cewce L_4. Wzmocnienie m.cz. należy ustalić przez dobranie wartości rezystancji R_{10}.

Uruchomienie strony nadawczej rozpoczynamy od kontroli napięcia na diodach *D3* i *D4*. Jeśli napięcie na anodzie diody *D4* będzie inne niż 3,5 ÷ 4,0 V, należy wymienić diody na inne. Następnie przy zwartej cewce L_{10} dobieramy wartość rezystancji R_{25} na maksimum sygnału na cewce L_9. Prąd pobierany przez generator powinien wtedy wynosić około 15 mA. Następnie rozwieramy cewkę L_{10} i tak ustawiamy w niej rdzeń, aby uzyskać maksimum sygnału na bazie tranzystora końcowego *T6*. W następnej kolejności stroimy obwody wyjściowe na maksimum sygnału na rezystorze 75 Ω dołączonym do gniazda antenowego. Przy prawidłowo zestrojonych obwodach napięcie w.cz. powinno wynosić około 4 V przy pobieranym prądzie około

Tablica 10.2. Dane techniczne cewek radiotelefonu

Oznaczenie	Liczba zwojów (indukcyjność)	Średnica drutu [mm]	Rdzeń — ø [mm] Sposób nawinięcia
L_1	15	0,25	5
L_2	15	0,25	5
L_3	2 × 3	0,25	Na L_2
L_4	5 μH	0,1	Pręt ferrytowy 1,5 × 7
L_5	150	0,1	5
L_6	25	0,15	5
L_7	25	0,15	5
L_8	20 μH	0,1	Pręt ferrytowy 2 × 7
L_9	9	0,4	Powietrzna, 3
L_{10}	5,5	0,4	5
L_{11}	4 μH	0,1	Pręt ferrytowy 2 × 7
L_{12}	7	0,6	Powietrzna, 3
L_{13}	9	0,5	Powietrzna, 3
L_{14}	1 μH	0,4	Pręt ferrytowy 2 × 8



Rys. 10.13. Sposób wykonania anteny do radiotelefonu

50 mA. Cewkę L_{12} stroimy na minimum sygnału odbieranego przez pomocniczy odbiornik w pasmie 54 MHz. Do sprawdzenia modulacji potrzebny będzie miernik dewiacji. Przy jego pomocy ustawiamy rdzenie w cewkach L_6 i L_7 oraz dobieramy wartość R_{16} tak, aby uzyskać dewiację ±2 kHz bez zauważalnych zniekształceń sygnału.

Uruchomienie radiotelefonu można również przeprowadzić mając do dyspozycji drugi radiotelefon FM na wymagany kanał pracy. Wszystkie cewki w końcowej fazie strojenia powinny być zabezpieczone przed rozstrajaniem się przez zalanie ich woskiem lub stearyną.

11

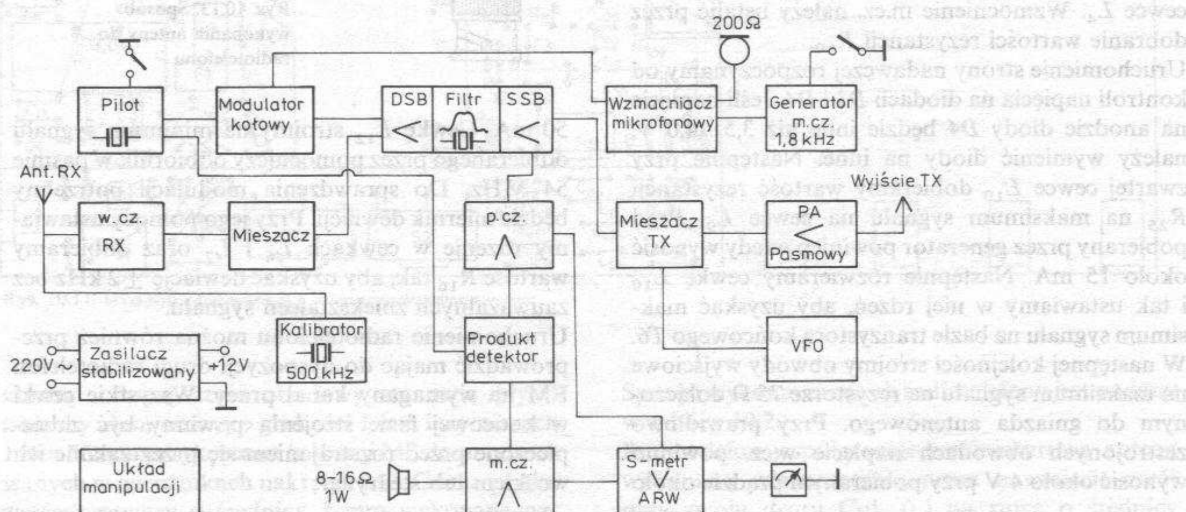
Transceivery produkowane przez zakłady rzemieślnicze

W Polsce nie jest produkowany seryjnie przez zakłady przemysłowe sprzęt dla krótkofalowców. Mimo wieloletnich starań nie udało się zainteresować żadnego z krajowych zakładów przemysłu elektronicznego produkcją nawet najprostszego transceivera. Wyjątek stanowią tu rzemieślnicze zakłady elektroniczne, nieraz jedno- lub kilkuosobowe, które co jakiś czas próbują wyjść naprzeciw zapotrzebowaniom krótkofalowców. Wytwarzają głównie transceivery wielopasmowe, reflektometry, modemy, syntezery częstotliwości oraz anteny. Dokumentacja do takich urządzeń nie jest z reguły opracowywana szczegółowo i szerzej propagowana. Autorowi udało się uzyskać schematy i zgodę producentów kilku transceiverów, na przedstawienie ich w tej książce. Są to dość popularne urządzenia, stanowiące często wyposażenie klubów łączności w naszym kraju.

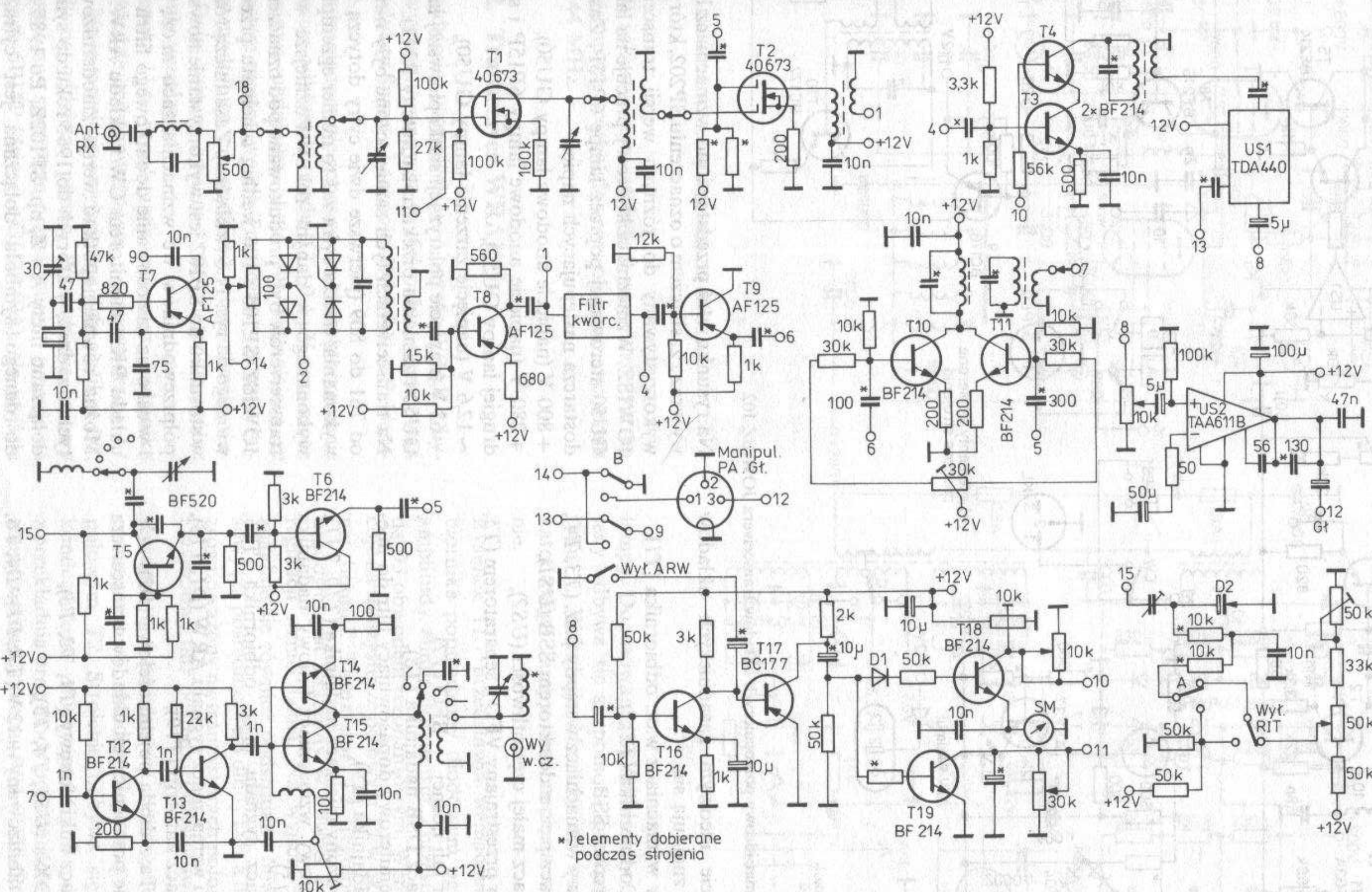
11.1. Transceivery JOWISZ

Transceivery JOWISZ, produkowane przez Zakład Usług Elektronicznych w Postominie, należą do urządzeń będących na wyposażeniu wielu Klubów Łączności na terenie całego kraju.

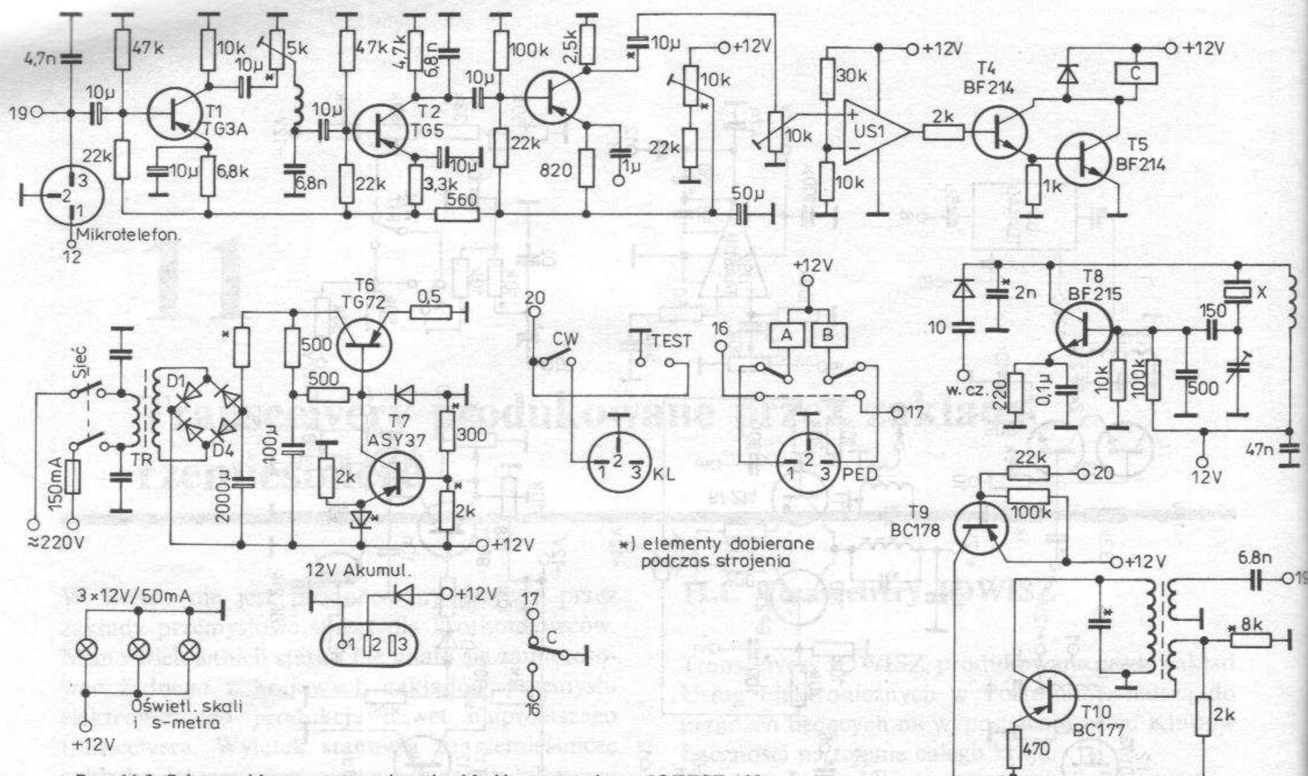
Pierwsze prototypowe urządzenie zostało skonstruowane w klubie SP1KIZ przez krótkofalowców: SP2GPC, SP1BMM, SP1II, SP10T. Urządzenia te są wykonywane od 1976 roku na podstawie zasadniczego schematu blokowego przedstawionego na rys. 11.1. Wszystkie te transceivery są pięciopasmowe i charakteryzują się czułością odbiornika około 0,5 μA i mocą wyjściową nadajnika rzędu 50 W. Pierwsze urządzenia pod oznaczeniem SP102 były wykonywane według schematów ideowych przedstawionych na rys. 11.2 i 11.3.



Rys. 11.1. Schemat blokowy transceiverów JOWISZ



Rys. 11.2. Schemat ideowy zasadniczych układów transceivera JOWISZ 102



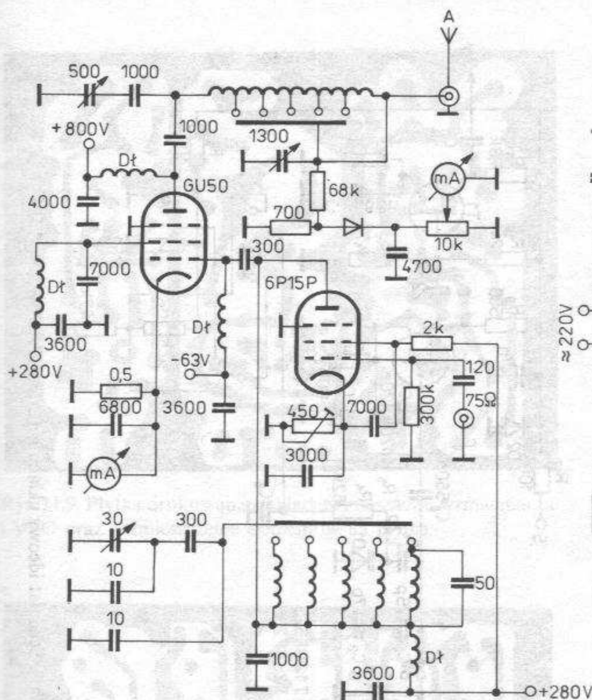
Rys. 11.3. Schemat ideowy pomocniczych układów transceivera JOWISZ 102

Na schemacie ideowym zasadniczych układów transceivera znajdują się:
- pasmowy wzmacniacz w.cz. odbiornika (*T1*),
- mieszacz odbiornika (*T2*),
- filtr kwarcowy SSB,
- kaskadowy wzmacniacz wstępny p.cz. (*T3*, *T4*),
- wzmacniacz p.cz. z detektorem SSB (*US1*),
- wzmacniacz małej częstotliwości (*US2*),
- generator przestrajany VFO z separatorem (*T5*, *T6*),
- generator fali nośnej — BFO (*T7*),
- wzmacniacz DSB nadajnika (*T8*),
- wtórnik emiterowy dopasowujący filtr do mieszacza nadajnika (*T9*),
- zrównoważony mieszacz nadajnika (*T10*, *T11*),
- trzystopniowy wzmacniacz liniowy nadajnika (*T12* ÷ *T15*),
- wzmacniacz sygnału m.cz. odbiornika (*T16*, *T17*),
- detektor i wzmacniacz sygnału ARW (*D1*, *T18*),
- wzmacniacz anti-trip (*T19*),
- układ RITa z diodą pojemnościową (*D2*),

Na schemacie pomocniczych układów transceivera znajdują się:
- wzmacniacz mikrofonowy (*T1*, *T2*, *T3*),
- układ VOX-a (*US1*, *T4*, *T5*),
- zasilacz stabilizowany +12 V (*TR*, *D1* ÷ *D4*, *T6*, *T7*),
- kalibrator kwarcowy 500 kHz (*T8*),
- kluczowany generator CW (*T9*, *T10*).

Na rysunku 11.4 przedstawiono wzmacniacz liniowy wraz z zasilaczem o oznaczeniu SP202, który jest wykorzystywany do różnych wersji transceivera JOWISZ. Wzmacniacz końcowy pracuje na lampie GU50 sterowanej poprzez lampę 6P15P. Zasilacz dostarcza następujących napięć:
+800 V (napięcie anodowe lampy GU50),
+280 V (napięcie anodowe lampy 6P15P i siatki drugiej lampy GU50),
~12,6 V (napięcie żarzenia lampy GU50),
−63 V (napięcie polaryzacji siatki pierwszej lampy GU50 i zasilania przekaźnika anteny RM1).

Na transceiverach tych zamieszczone były numery od 761 do 809 (pierwsze dwie cyfry dotyczą roku wykonania, trzecia cyfra zaś to numer egzemplarza wykonanego w danym roku). Późniejsze wersje transceiverów były produkowane pod oznaczeniem JOWISZ SP103 ÷ 106 według schematu przedstawionego na rys. 11.5 (wkładka). Zasadniczą różnicą w stosunku do SP102 jest wykorzystanie nowszych półprzewodników we wzmacniaczach m.cz., p.cz. i w.cz. oraz zastosowanie dodatkowego filtru CW, układu BK z monitorem CW i układu ARW.
Można również spotkać wersje zmodernizowane tych urządzeń, w których do 1985 roku do symboli dołączano litery A ÷ Z, np. SP102Z. Po 1985 roku do danego symbolu dołączana jest cyfra, np. SP1026. Istnieją także nowsze wersje transceiverów JOWISZ produkowane nieraz w pojedynczych egzemplarzach, np. SP111, ze wzmacniaczem mocy



Rys. 11.4. Schemat ideowy wzmacniacza JOWISZ

250 W i akustycznym strojeniem przewidzianym dla niewidomych krótkofalowców oraz transwerterem na 144 MHz.

11.2. Transceiver WRAK 1

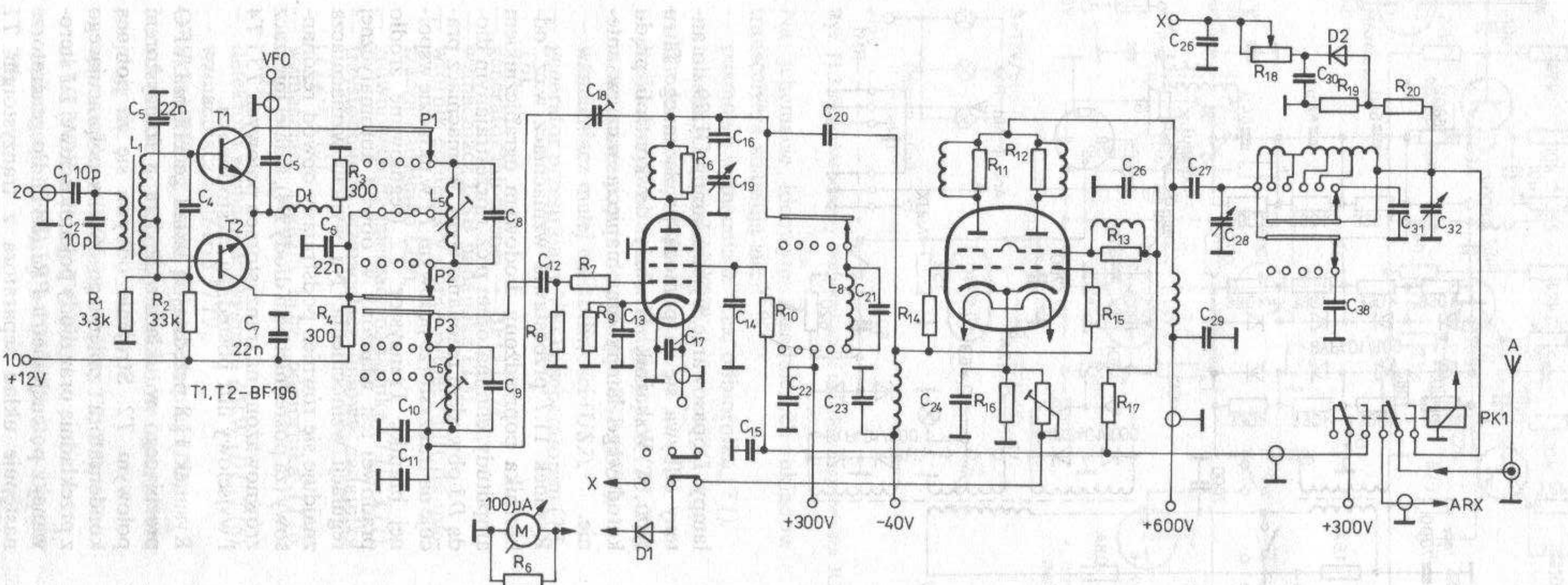
Kilkadziesiąt transceiverów o nazwie WRAK 1 było wyprodukowanych w Ośrodku Opracowań i Produkcji Sprzętu Łączności ZG LOK w Pabianicach.

Urządzenia te są pięciopasmowe, charakteryzują się czułością odbiornika rzędu 0,3 ÷ 0,4 μV oraz mocą wyjściową nadajnika około 50 W (malejącą ze wzrostem częstotliwości). Transceivery te mają budowę modułową, co umożliwia ich modernizowanie. Dalej zostaną opisane w skrócie poszczególne moduły urządzenia.

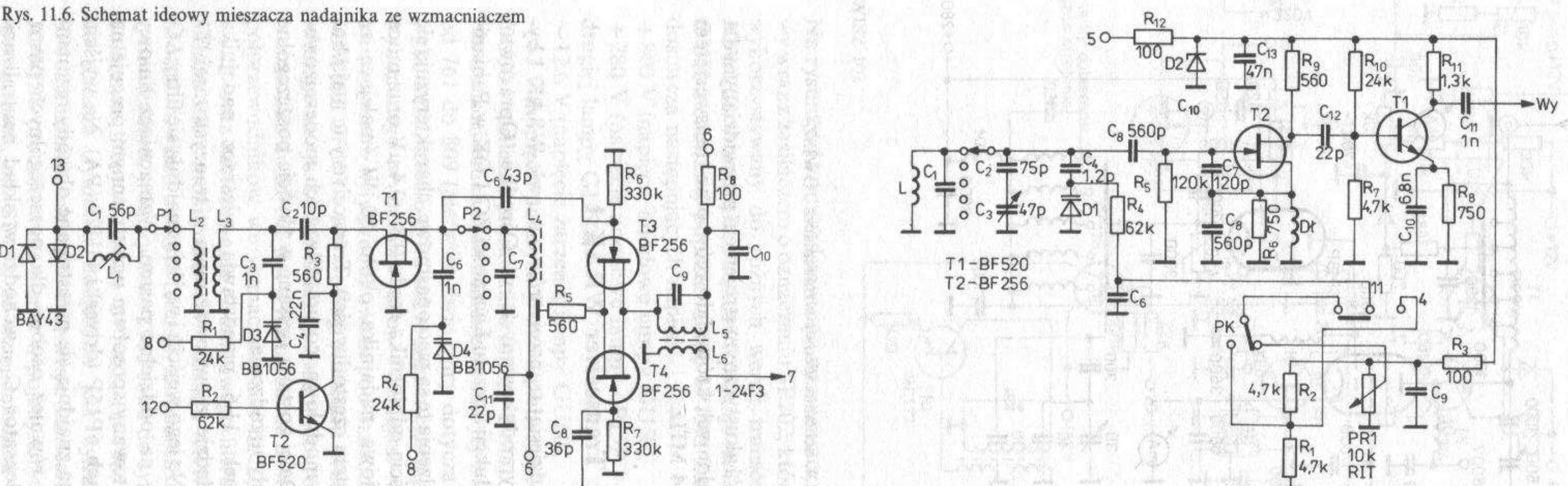
Rysunek 11.6 przedstawia mieszacz nadajnika w układzie zrównoważonym z tranzystorami *T1* i *T2*. Na jego wejściu i wyjściu znajdują się filtry *LC*, każdy na oddzielne pasmo. Wzmacniacz liniowy zmontowany sposobem przestrzennym pracuje na lampach 6P15P (driver) i GU29 (PA). Na wyjściu drivera znajdują się przestrajane obwody rezonansowe, również osobne dla poszczególnych pasm. Kondensator C_{18} wchodzi w skład neutralizacji lampy. Dopasowanie wyjścia lampy GU29 do anteny odbywa się za pomocą przełączanego filtru typu π. Wskaźnik *M* służy do kontroli prądu katodowego lampy oraz napięcia w.cz. w antenie.

Rysunek 11.7 przedstawia wzmacniacz w.cz. odbiornika poprzedzony diodowym ogranicznikiem amplitudy, eliminatorem p.cz. i przestrajanym diodą *D3* obwodem rezonansowym. Wzmacniacz pracuje na tranzystorze polowym *T1* w układzie wspólnej bramki. Tranzystor *T2* (regulowane źródło prądowe) jest włączony w obwód automatycznej regulacji wzmocnienia. Na wyjściu wzmacniacza znajduje się również podstrajany obwód rezonansowy (za pośrednictwem diody *D4*), a dalej mieszacz zrównoważony na tranzystorach polowych *T3* i *T4* i wyjściowy filtr pośredniej częstotliwości.

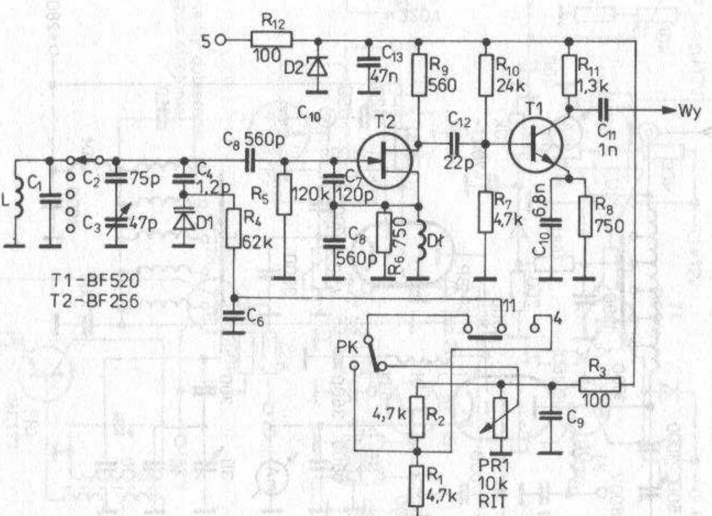
Rysunek 11.8 przedstawia układ generatora VFO pracującego w układzie Seylera z tranzystorem polowym *T2*. Strojenie odbywa się za pomocą kondensatora zmiennego C_3 współpracującego z przekładnią oraz diody pojemnościowej *D1* sterowanej z potencjometru *PR1* (RIT). Po generatorze następuje układ separatora z tranzystorem *T1* w układzie OE. Dioda *D2* stabilizuje napięcie zasilania.



Rys. 11.6. Schemat ideowy mieszacza nadajnika ze wzmacniaczem

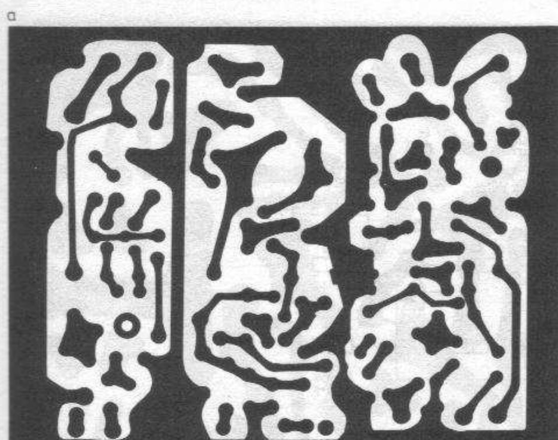


Rys. 11.7. Schemat ideowy wzmacniacza w.cz., odbiornika i mieszacza

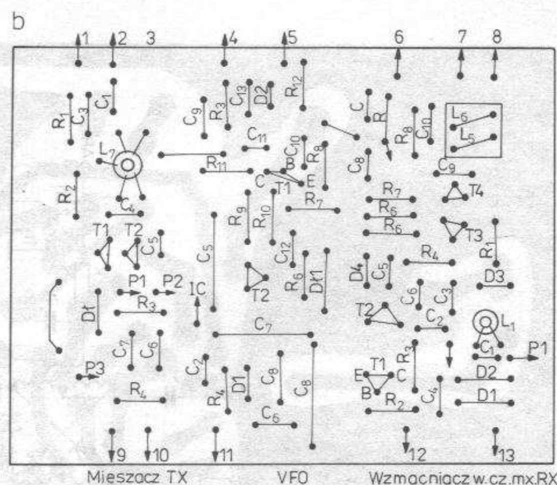


Rys. 11.8. Schemat ideowy układu generatora VFO

a

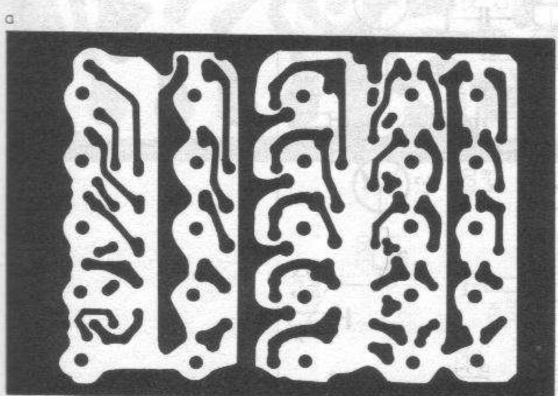


b

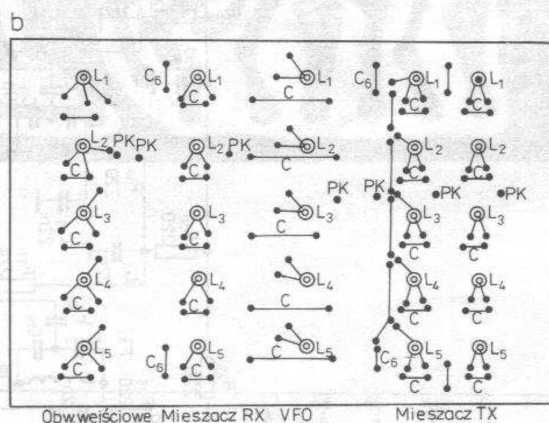


Rys. 11.9. Płytka drukowana z układem mieszacza, wzmacniacza i VFO oraz rozmieszczenie elementów na płytce

a



b



Rys. 11.10. Płytka drukowana z cewkami oraz rozmieszczenie elementów na płytce

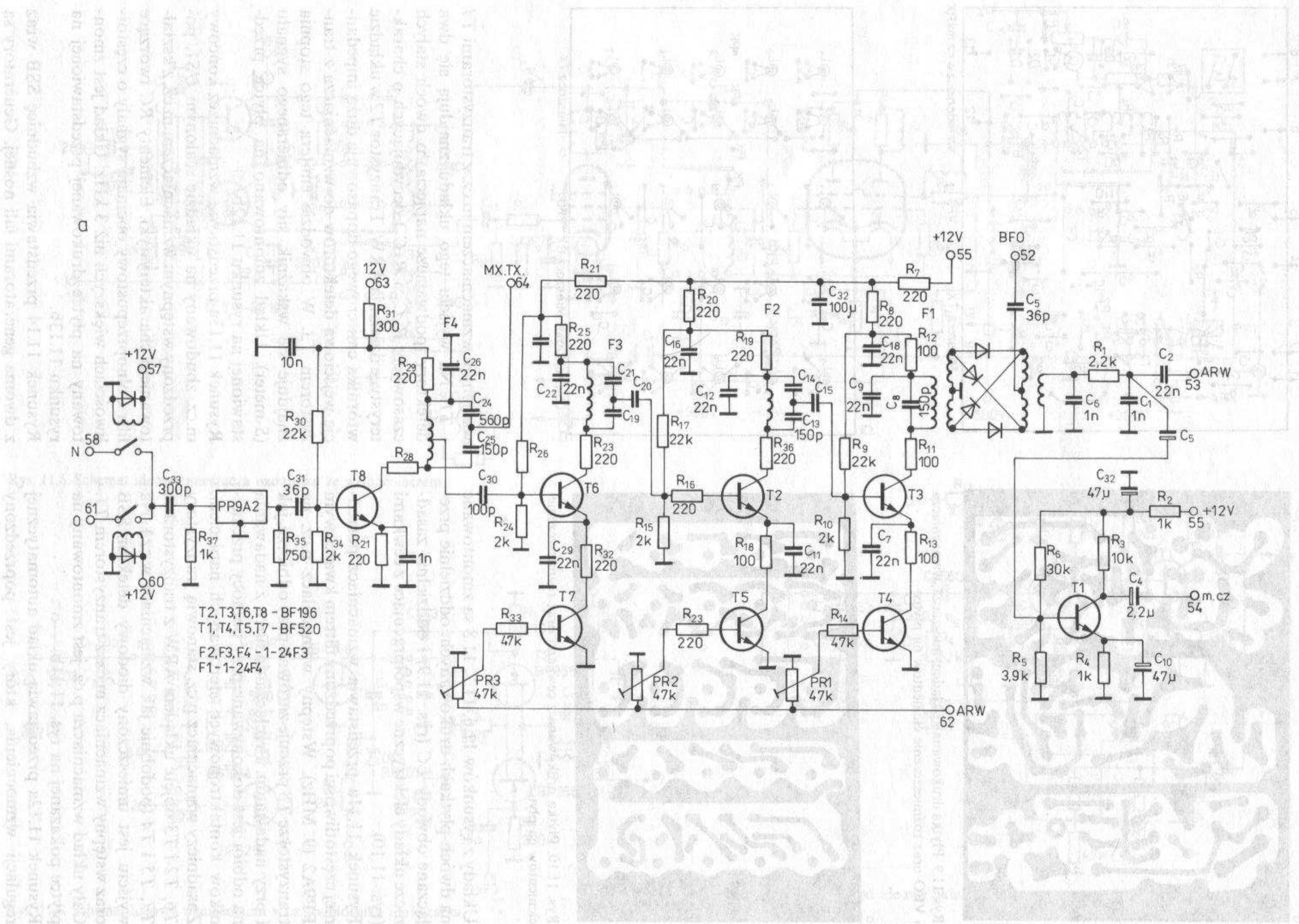
Układy z rysunków 11.6, 11.7, 11.8 są zmontowane na dwóch płytkach drukowanych: oddzielnie przełączane obwody *LC* (rys. 11.9) i oddzielnie zasadnicze układy elektryczne współpracujące z cewkami (rys. 11.10).

Rysunek 11.11a przedstawia wzmacniacz pośredniej częstotliwości poprzedzony filtrem kwarcowym PP9A2 (9 MHz). Wstępny wzmacniacz p.cz. na tranzystorze *T8* pracuje zarówno przy odbiorze, jak i przy nadawaniu. Przełączanie filtru z nadawania na odbiór jest dokonywane przy pomocy przekaźników kontaktronowych sterowanych napięciem. Zasadniczy wzmacniacz p.cz. stanowią tranzystory *T6*, *T2* i *T3* objęte układem ARW z tranzystorami *T7*, *T5* i *T4* (podobnie jak wzmacniacz w.cz.). Na wyjściu jest umieszczony diodowy detektor SSB oraz wstępny wzmacniacz m.cz. z tranzystorem *T1*. Cały układ wzmacniacza p.cz. jest zmontowany na płytce pokazanej na rys. 11.11b.

Rysunek 11.12a przedstawia układ automatycznej regulacji wzmocnienia, który jest poprzedzony wstępnym wzmacniaczem m.cz. z tranzystorami *T4* i *T1*. Na wyjściu tego układu znajdują się dwa detektory (podwajacze napięcia) o dwóch stałych czasowych: R_1C_1 i R_2C_2) decydujących o charakterystyce działania ARW. Tranzystor *T2* w układzie wtórnika emiterowego dopasowuje dużą impedancję wejściową detektorów do wzmacniacza z tranzystorem *T3*. W obwodzie emitera tego stopnia znajduje się wskaźnik siły odbieranego sygnału (*S*-meter). Układ zmontowano na płytce przedstawionej na rysunku 11.12b.

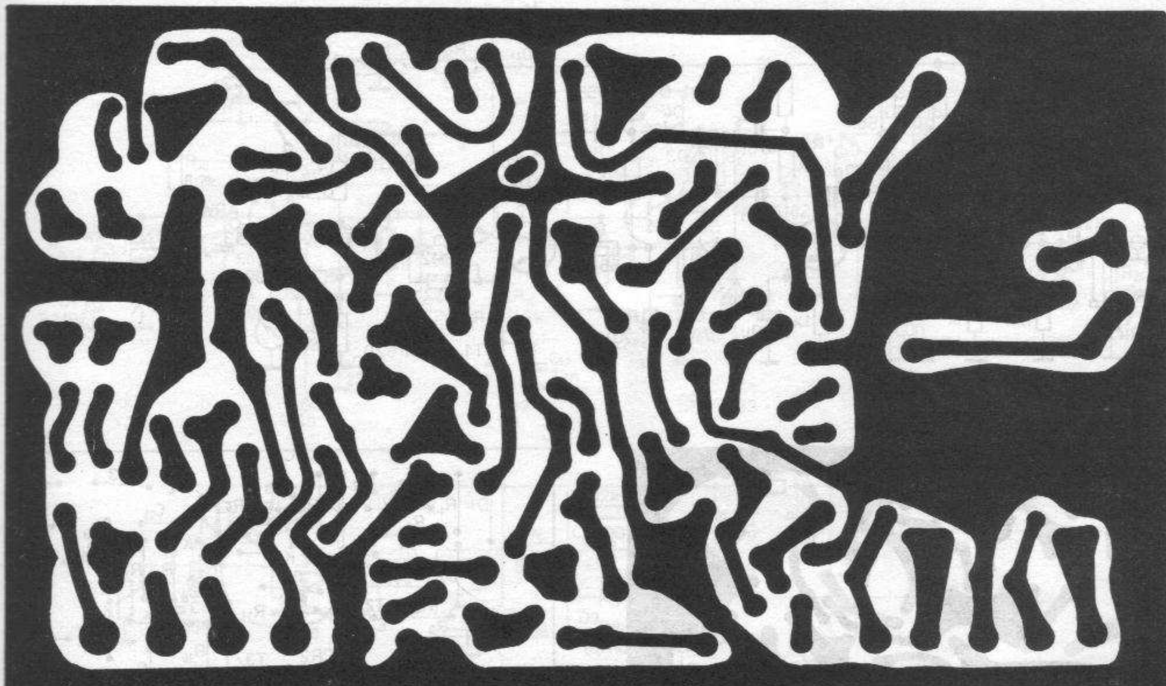
Rysunek 11.13a przedstawia wzmacniacz końcowy m.cz. zbudowany na układzie scalonym *US1*, poprzedzony wstępnym wzmacniaczem m.cz. z kształtowaniem charakterystyki. Elementy *RC* tworzące filtr dolnoprzepustowy obcinają sygnały o częstotliwościach większych niż 3 kHz. Układ jest zmontowany na płytce drukowanej przedstawionej na rysunku 11.13b.

Rysunek 11.14 przedstawia wzbudnicę SSB wraz z dwoma generatorami fali nośnej. Generatory są

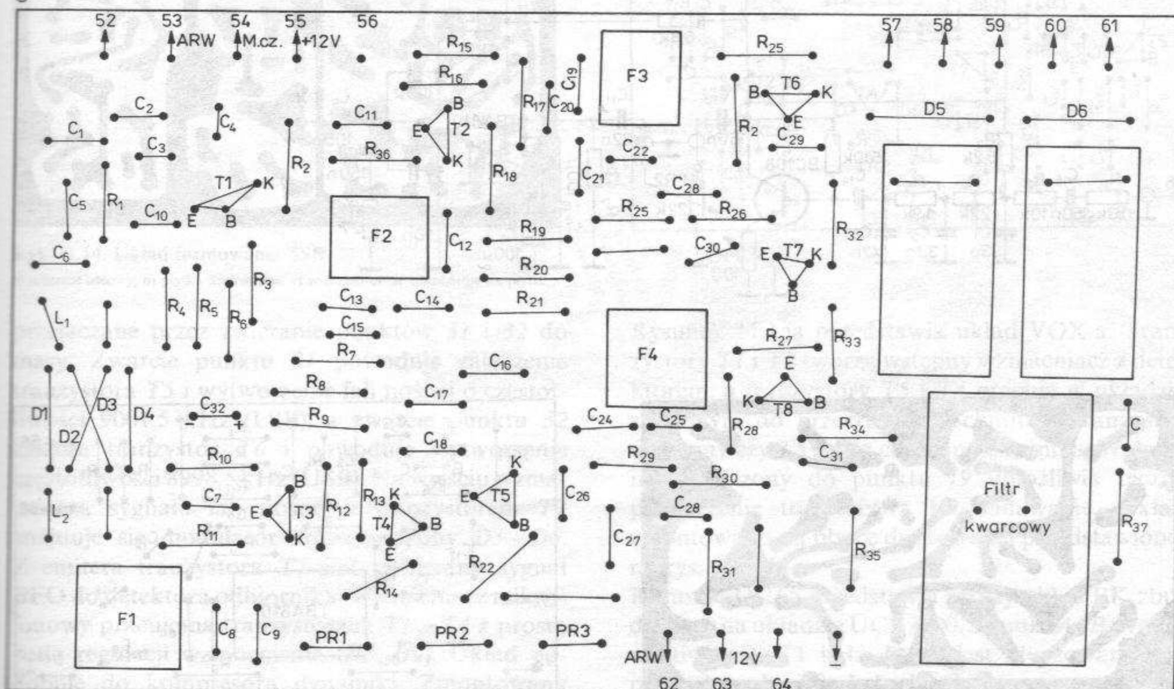


+12V
55
BFO
52
R1
2,2k
C2
22n
ARW
53
C5
36p
C6
1n
C1
1n
C5
C32
47μ
R2
1k
+12V
55
R3
10k
R6
30k
T1
C4
2,2μ
m.cz
54
R5
3,9k
R4
1k
C10
47μ
R7
220
F1
C32
100μ
R8
220
R12
100
C18
22n
C9
22n
C8
150p
R11
100
R9
22k
T3
R10
2k
C7
22n
R13
100
T4
R14
47k
PR1
47k
ARW
62
F2
R20
220
R19
220
C16
22n
C12
22n
C14
C15
C13
150p
R17
22k
R36
220
T2
R16
220
R15
2k
R18
100
C11
22n
T5
R23
220
PR2
47k
MX.TX.
64
R21
220
R25
220
F3
C22
22n
C21
C20
C19
R23
220
R26
T6
R24
2k
C30
100p
C29
22n
R32
220
T7
R33
47k
PR3
47k
12V
63
R31
300
F4
10n
R29
220
C26
22n
C24
560p
C25
150p
R30
22k
R28
T8
C31
36p
R35
750
R34
2k
R21
220
1n
PP9A2
R37
1k
C33
300p
+12V
57
58
N
61
O
60
+12V
D
T2,T3,T6,T8 - BF196
T1, T4,T5,T7 - BF520
F2,F3,F4 - 1-24F3
F1 - 1-24F4

b

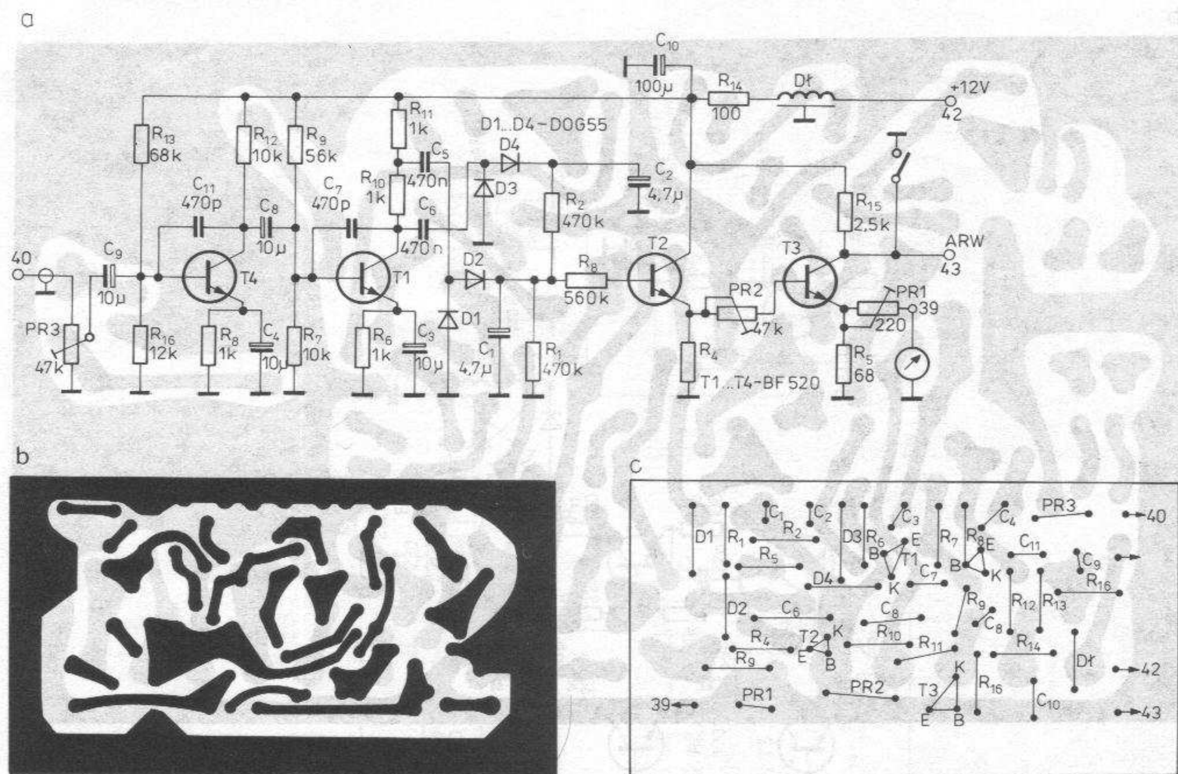


c



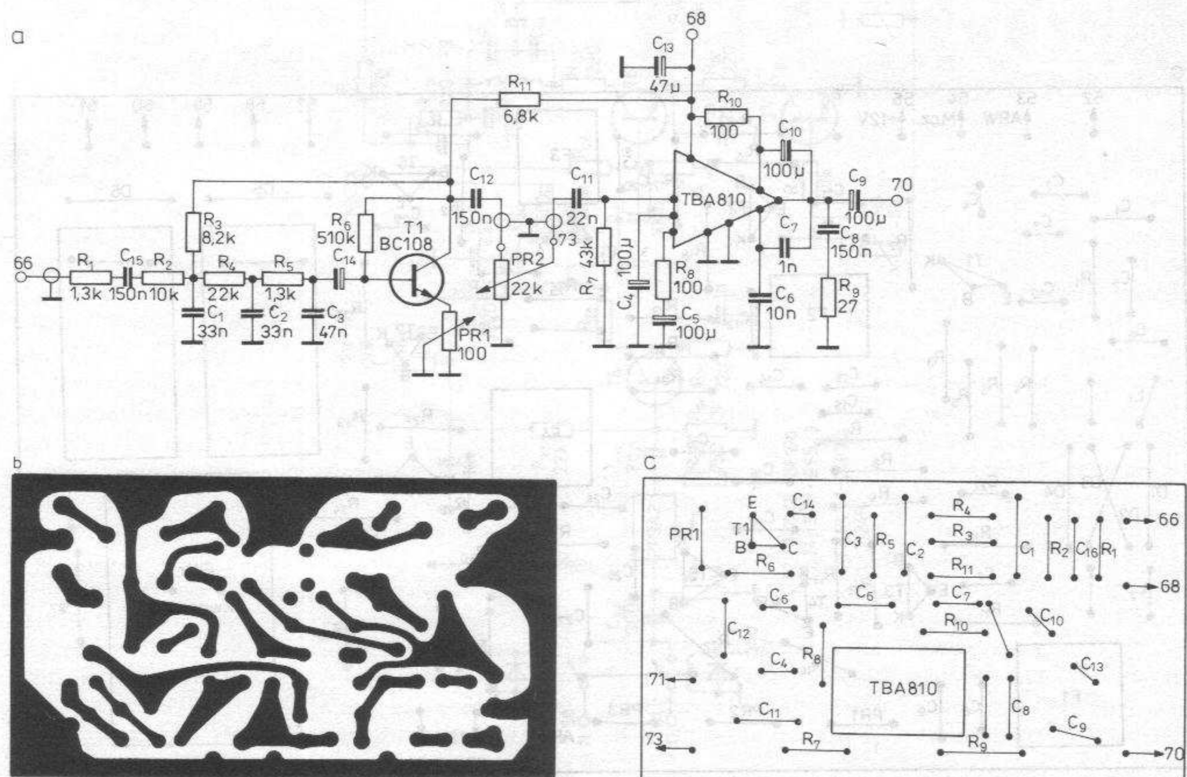
Rys. 11.11. Wzmacniacz p.cz.

a) schemat ideowy, b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów na płytce



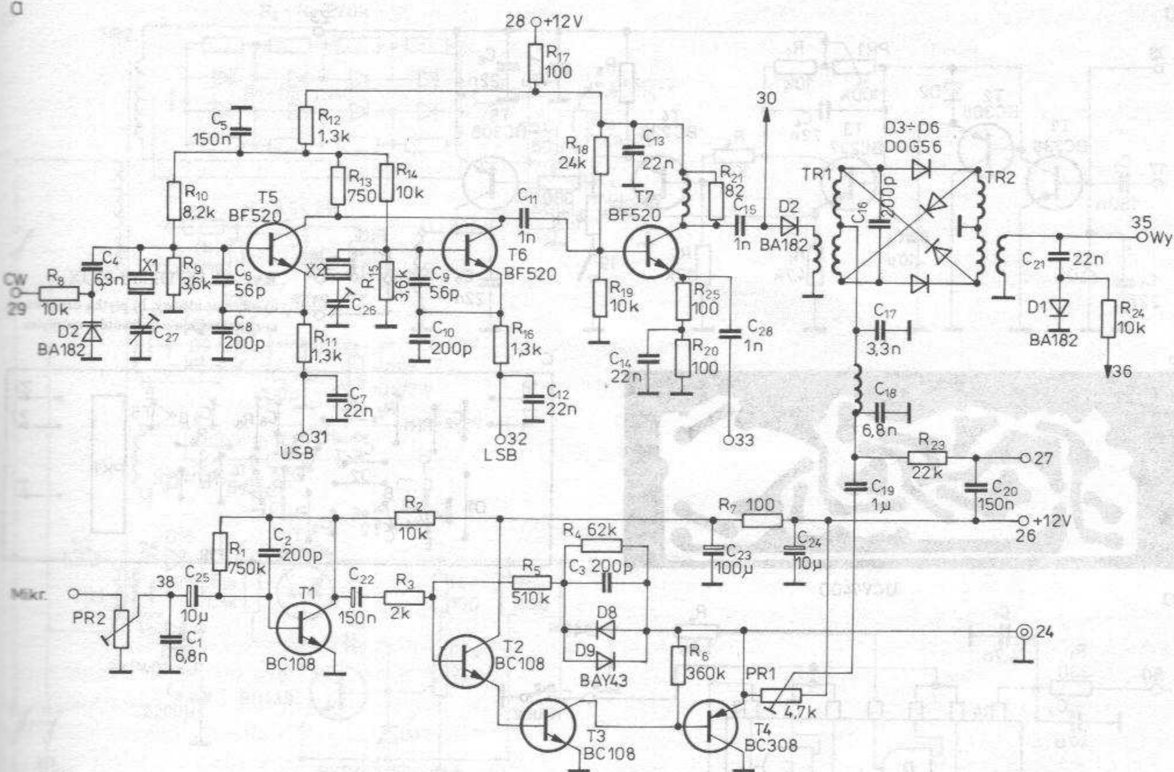
Rys. 11.12. Układ ARW

a) schemat ideowy, b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów na płytce

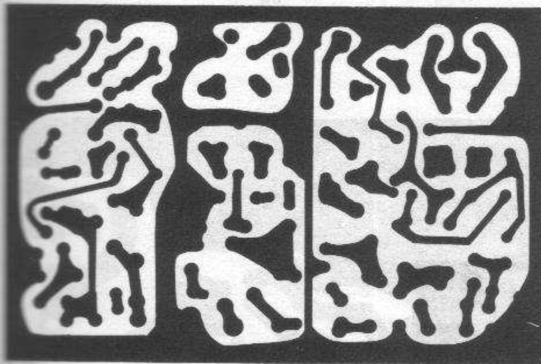


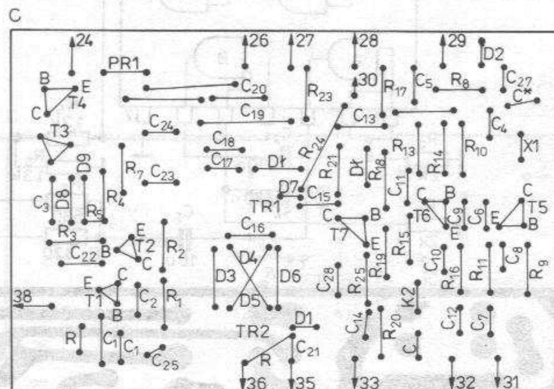
Rys. 11.13. Wzmacniacz końcowy m.cz.

a) schemat ideowy, b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów na płytce



b



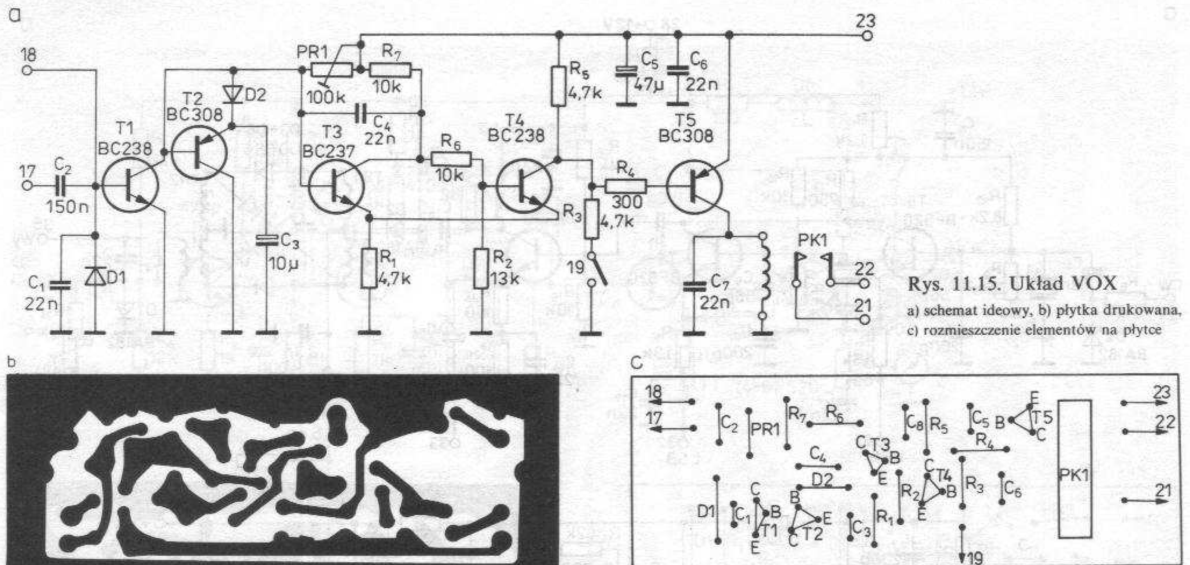


Rys. 11.14. Układ formowania SSB
a) schemat ideowy, b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów na płytce

przełączane przez zwieranie punktów *31* i *32* do masy. Zwarcie punktu *31* powoduje załączenie tranzystora *T5* i wytworzenie fali nośnej o częstotliwości 9001,5 kHz (LSB), a zwarcie punktu *32* załącza tranzystor *T6* i powoduje wytworzenie częstotliwości 8998,5 kHz (USB). Na wyjściu wzmacniacza sygnału fali nośnej z tranzystorem *T7* znajduje się modulator zrównoważony *D3* ÷ *D6*. Z emitera tranzystora *T7* jest pobierany sygnał BFO do detektora odbiornika. Wzmacniacz mikrofonowy pracuje na tranzystorach *T1* ÷ *T4* z prostą pętlą regulacji wzmocnienia (*D8*, *D9*). Układ podobnie do kompresora dynamiki. Zmontowany jest na płytce drukowanej przedstawionej na rys. 11.14b.

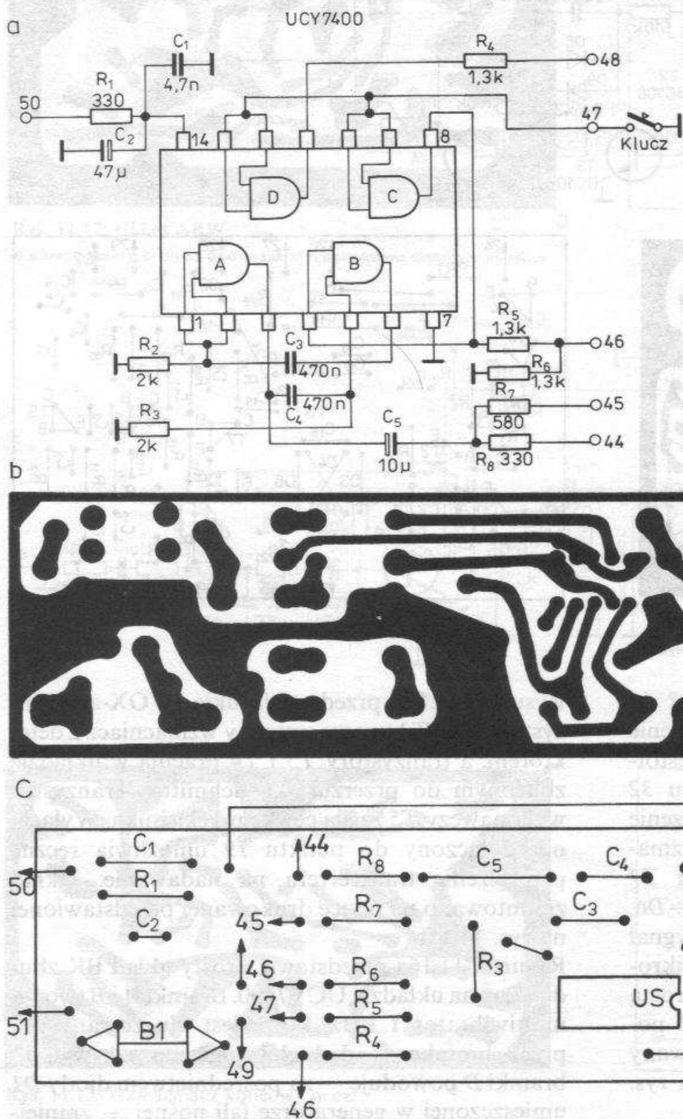
Rysunek 11.15a przedstawia układ VOX-a. Tranzystory *T1* i *T2* tworzą wstępny wzmacniacz z detektorem, a tranzystory *T5* i *T4* pracują w układzie zbliżonym do przerzutnika Schmitta. Tranzystor wykonawczy *T5* zasila cewkę przekaźnika. Wyłącznik dołączony do punktu *19* umożliwia ręczne przełączenie transceivera na nadawanie. Układ zmontowano na płytce drukowanej przedstawionej na rys. 11.15b.

Rysunek 11.16a przedstawia prosty układ BK zbudowany na układzie UCY7400. Bramki *A* i *B* tworzą multiwibrator 1 kHz, który jest kluczowany poprzez bramkę *C*. Jedynka logiczna na wyjściu bramki *D* powoduje — za pośrednictwem diody *D1* umieszczonej w generatorze fali nośnej — zmniej-



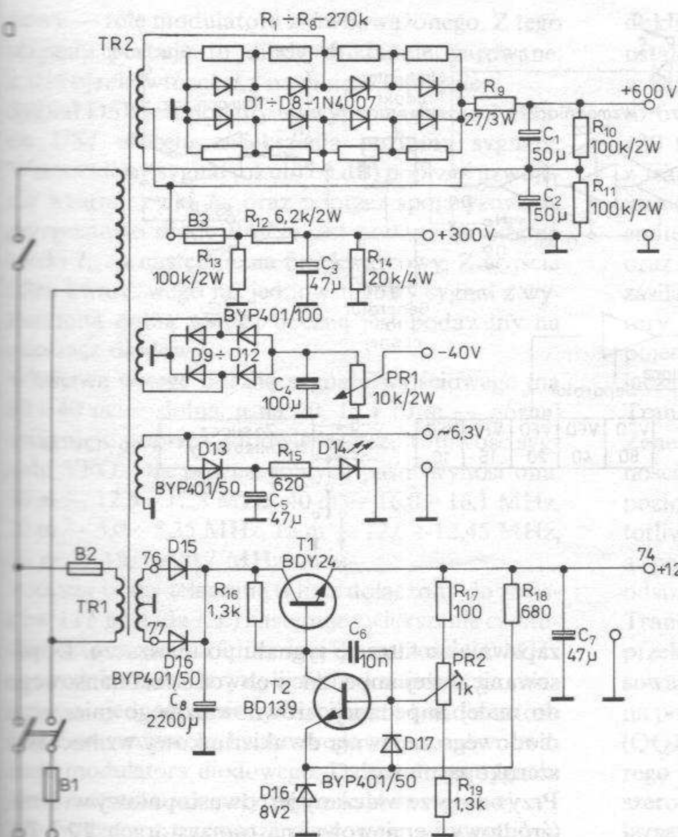
Rys. 11.15. Układ VOX

a) schemat ideowy, b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów na płytce

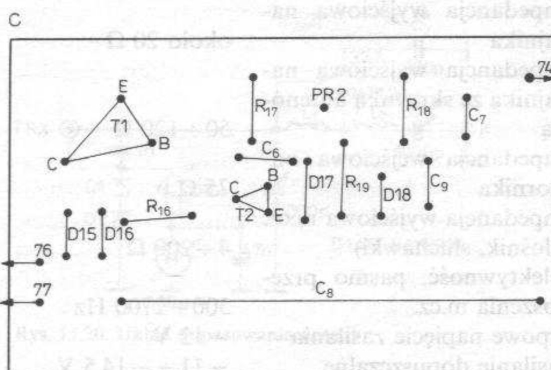


Rys. 11.16. Układ BK

a) schemat ideowy, b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów na płytce







Rys. 11.17. Zasilacz

a) schemat ideowy, b) płytka drukowana zasilacza 12 V, c) rozmieszczenie elementów na płytce zasilacza 12 V

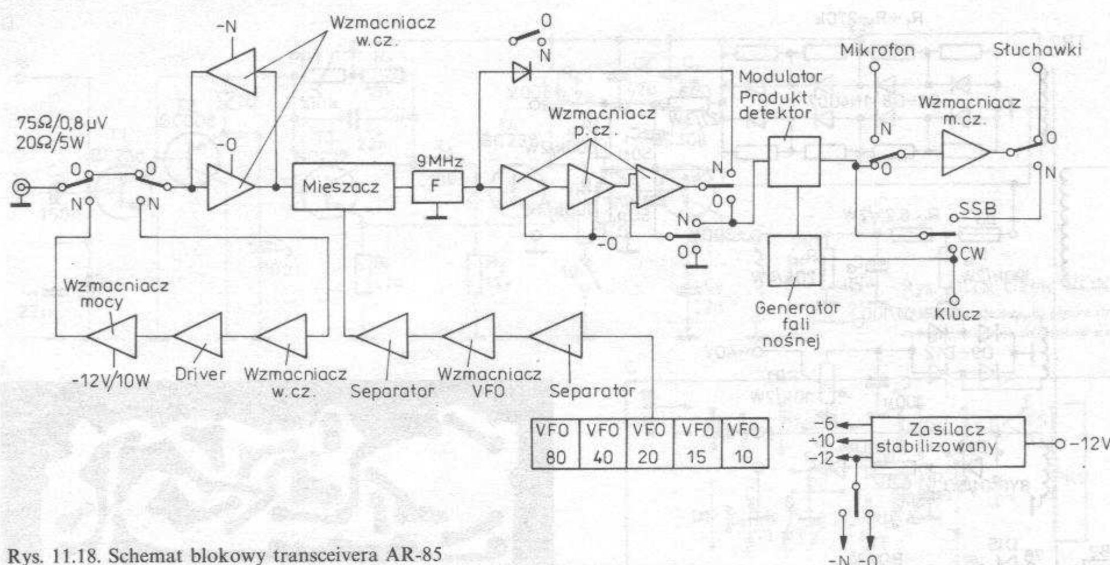
zmianie częstotliwości fali nośnej (ustawienie jej w środkowej części charakterystyki filtru kwarcowego) i pojawienie się sygnału CW po naciśnięciu klucza. Układ zmontowano na płytce drukowanej przedstawionej na rys. 11.16b.

Rysunek 11.17a przedstawia zasilacz napięć +12 V, +600 V, +300 V, −40 V i ~6,3 V do zasilania części tranzystorowej i lampowej. Płytka zasilacza 12 V jest przedstawiona na rys. 11.17b.

11.3. Transceiver AR-85

Opisany poniżej transceiver jest produkowany przez Rzemieślniczy Zakład Elektroniczny w Zielonej Górze. Schemat blokowy urządzenia przedstawiono na rys. 11.18. Producent transceivera podaje następujące jego parametry:

pasma	80, 40, 20, 15, 10 m
emisje	CW, SSB



Rys. 11.18. Schemat blokowy transceivera AR-85

metoda formowania sygnału SSB:	filtrowa
odporność na modulację skrośną	75 ÷ 80 dB
czułość odbiornika przy $S/N = 10$ dB	0,8 μV
moc doprowadzona do stopnia końcowego	10 ÷ 12 W na wszystkich pasmach
impedancja wyjściowa nadajnika	około 20 Ω
impedancja wyjściowa nadajnika ze skrzynką antenową	50 ÷ 120 Ω
impedancja wejściowa odbiornika	75 Ω
impedancja wyjściowa m.cz. (głośnik, słuchawki)	4 ÷ 200 Ω
selektywność, pasmo przenoszenia m.cz.	300 ÷ 2700 Hz
typowe napięcie zasilania	−12 V
zasilanie dopuszczalne	−11 ÷ −14,5 V
maksymalny prąd zasilania w szczytach modulacji	1,3 A/12 V
moc wyjściowa m.cz.	maksimum 2 W
wymiary zewnętrzne	440 × 260 × 90 mm

Schemat ideowy transceivera jest przedstawiony na rys. 11.19 (wkładka). Na wejściu odbiornika znajduje się prosty filtr *LC* dostrajany kondensatorem *C*. Na pasmach 80 i 40 m równolegle do tego kondensatora są dołączane dobrane pojemności umożliwiające dostrojenie obwodu do najniższych częstotliwości pracy. Na pozostałych pasmach obwód ten jest strojony samym kondensatorem *C*, a w celu poprawienia charakterystyki filtru zostaje załączony dodatkowy filtr z cewkami L_1, L_2 i L_3. Opisany tu filtr pracuje również podczas nadawania zapewniając filtrację sygnału po mieszaczu. Dopasowanie dużej impedancji obwodu rezonansowego do małej impedancji zrównoważonego mieszacza diodowego zapewnia dwukierunkowy wzmacniacz szerokopasmowy.

Przy odbiorze włączany jest dwustopniowy wtórnik (źródłowy i emiterowy) na tranzystorach *T2* i *T3*. Tranzystor *T4* pełni funkcję źródła prądowego. Tak skonstruowany układ charakteryzuje się znaczną odpornością na przesterowanie i choć sam nie wzmacnia sygnału, to jednak poprzez autotransformatorowe włączenie cewki L_4 powoduje kilkakrotny wzrost poziomu sygnału.

Przy nadawaniu włączony jest wzmacniacz ze wspólną bazą na tranzystorze *T1*. Obydwa wzmacniacze przełączane są napięciowo. Po mieszaczu diodowym pracuje również dwukierunkowo filtr *F* (PP9). Zasadnicze wzmocnienie sygnału (do 100 dB) zapewnia wzmacniacz p.cz. zrealizowany na tranzystorach polowych *T5* i *T6* oraz układzie scalonym *US1* (UL1221). Wzmocnienie układu jest uzależnione od ustawienia potencjometru 10 kΩ dołączonego do wyprowadzenia *14* układu *US1*. Po wzmacniaczu p.cz. sygnał podlega demodulacji w dwukierunkowym detektorze (modulatorze). Układ ten jest sprzęgnięty bezpośrednio za pomocą cewki L_9 z generatorem kwarcowym — BFO na tranzystorze *T7*.

Częstotliwość generatora kwarcowego (*T7*) jest ustawiona trymerem na wartość 8998,5 kHz (dioda BA794 spolaryzowana w kierunku przepustowym łączy pojemność 10 pF do masy). Sygnał m.cz. poprzez dławik *Dl13* jest skierowany na wzmacniacz m.cz. zrealizowany na układzie scalonym *US2* (UL1497). Wzmacniacz ten przy nadawaniu pełni rolę wzmacniacza mikrofonowego, a detektor dio-

dowy — rolę modulatora zrównoważonego. Z tego względu pracują tu diody dokładnie parowane, a uzwojenie wtórne L_9 nawinięto bifilarnie. Sygnał DSB jest podany na wyprowadzenie *2* układu *US1* w celu zwiększenia poziomu sygnału. Wzmocniony sygnał (około 60 dB) poprzez uzwojenie wtórne cewki L_8 oraz poprzez spolaryzowaną przepustowo diodę BA794 jest podany na odczep cewki L_7, a następnie na filtr kwarcowy. Z wyjścia filtru kwarcowego już jednowstęgowy sygnał z wytłumioną dolną wstęgą boczną jest podawany na mieszacz diodowy.

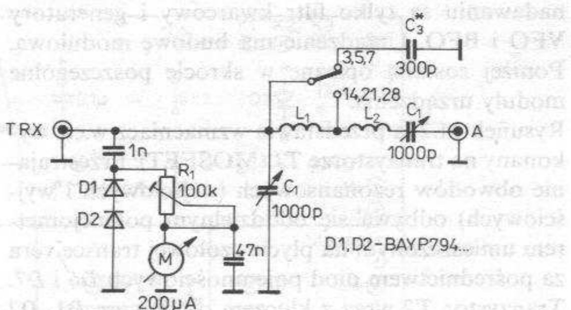
Właściwą wstęgę boczną sygnału wyjściowego (na 80 i 40 m — dolną, a na 20, 15 i 10 m — górną) osiągnięto poprzez odpowiednią częstotliwość sygnału VFO. Dla poszczególnych pasm wynosi ona: 80 m — 12,5 ÷ 12,8 MHz, 40 m — 16,0 ÷ 16,1 MHz, 20 m — 5,0 ÷ 5,35 MHz, 15 m — 12,0 ÷ 12,45 MHz, 10 m — 19,0 ÷ 20,7 MHz.

Podczas pracy telegrafią (klucz dołączony do zacisków *1* i *5* gniazda *KL*) następuje zwiększenie częstotliwości generatora fali nośnej do wartości 9,0 MHz — środek charakterystyki filtru kwarcowego. Następuje jednocześnie odłączenie kondensatora 10 pF od rezonatora kwarcowego oraz rozrównoważenie modulatora diodowego. Dalsza droga sygnału jest taka sama jak przy pracy jednowstęgowej.

Wychodzący z mieszacza diodowego wzmocniony i wyfiltrowany sygnał podlega dalszemu wzmocnieniu w szerokopasmowym wzmacniaczu kolejno na tranzystorach *T8* ÷ *T11* o sprzężeniu bezpośrednim (często stosowanym we wzmacniaczach m.cz. z komplementarną parą wyjściową), a następnie na tranzystorach *T12* i *T13* pracujących w układzie OE. Punkty pracy dwóch ostatnich tranzystorów ustalone są potencjometrami montażowymi odpowiednio *PR1* i *PR2*. Tranzystor mocy ma obudowę przykręconą bezpośrednio do tylnej ścianki transceivera w celu lepszego chłodzenia. Diody BYP401 pracujące w obwodach polaryzacji baz tych tranzystorów stanowią termiczną stabilizację punktów pracy. Przy pracy telegrafią diody te nie są spolaryzowane i tranzystory *T12* i *T13* pracują w klasie C. Na wyjściu wzmacniacza włączono prosty wskaźnik sygnału w.cz. z diodą LED.

Generatory VFO są zbudowane na tranzystorach polowych *T14* ÷ *T18* pracujących w układach Seylera, każdy na oddzielne pasmo, przełączanych napięciowo. Wartości elementów są tak dobrane, że częstotliwości wyjściowe tych generatorów (podane wcześniej) zapewniają tranzystory: *T17* w pasmie 80 m i odpowiednio *T14* — 40 m, *T16* — 20 m, *T15* — 15 m, *T18* — 10 m. Przestrajanie odbywa się za pomocą podwójnych diod pojemnościowych BB104. Jedna z diod jest sterowana napięciem z potencjometru 100 kΩ — przestrajanie zgrubne, a druga z potencjometru 10 kΩ — przestrajanie dokładne (RIT). Wymagany zakres przestrajania ustalono potencjometrami montażowymi 100 kΩ w zależności od pasma. Sygnały z drenów tranzystorów polowych zbierane na wspólnym rezystorze 130 Ω są podawane na rozbudowany separator z tranzystorami *T19* ÷ *T22*. Tylko tranzystor *T20* wzmacnia tu sygnał, pozostałe zaś to wtórniki emiterowe. Pierwszy separator z tranzystorem *T19* oraz generator kwarcowy z tranzystorem *T7* są zasilane z zasilacza 7,5 V (tranzystor *T23*). Generatory VFO oraz potencjometry zasilające diody pojemnościowe są dołączone do dodatkowego zasilacza 6 V o większym współczynniku stabilizacji. Tranzystor *T24* (źródło prądowe) steruje diodą Zenera 6,2 V. Układ ten odznacza się dobrą stabilnością sygnału wyjściowego przy wyrównanym poziomie na poszczególnych zakresach. Skala częstotliwości transceivera ma podziałki co 100 kHz, a potencjometr strojenia dokładnego umożliwia odstrojenie częstotliwości o ±15 kHz.

Transceiver ma dodatkowe gniazdo do sterowania przekaźnikiem wzmacniacza mocy. Można tu stosować liniowy wzmacniacz mocy, zbudowany np. na popularnej lampie telewizyjnej 6P45S lub GU29 (QQE06/40). Należy pamiętać o zastosowaniu dobrego filtru typu π, bowiem transceiver ma wyjście szerokopasmowe oraz bardzo uproszczony filtr *LC*, który nie zapewnia właściwego tłumienia pozapasmowego.

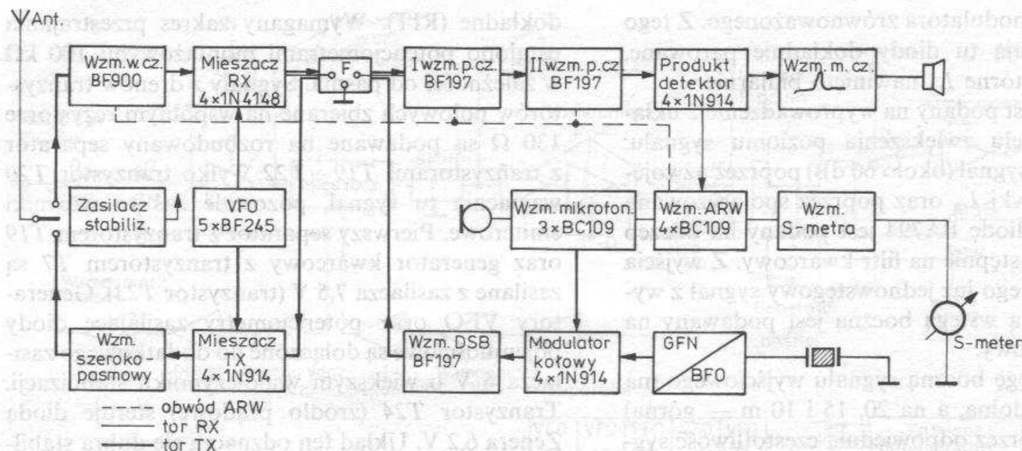


Rys. 11.20. Układ dopasowania anteny

Przy pracy bez dodatkowego zewnętrznego stopnia mocy producent zaleca stosowanie skrzynki antenowej, której schemat przedstawiono na rys. 11.20. Cewki nawinięto na wspólnym karkasie o średnicy 20 mm drutem DNS 1 mm: L_1 — 24 zwoje, L_2 — 6 zwojów. Układ stroi się na maksimum wychylenia miernika *M*.

11.4. Transceiver TR-500-SP

Transceiver o takiej nazwie był produkowany przez Rzemieślniczy Zakład „Elektronik" w Bielsku Białej. Konstruktorem tego urządzenia jest krótkofalowiec SP9EEP.



Rys. 11.21. Schemat blokowy transceivera TR-500-SP

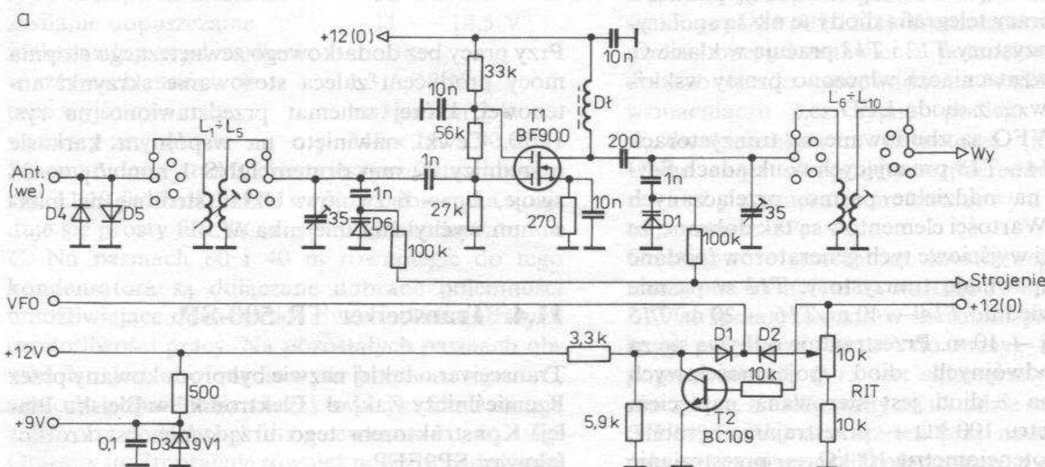
Transceiver pracuje w pięciu pasmach amatorskich i charakteryzuje się czułością strony odbiorczej wynoszącej około 0,3 µV przy dużej odporności na modulację skrośną. Nadajnik ma wyjście szerokopasmowe o poziomie wyjściowym rzędu 0,5 V i jest przystosowany do trzystopniowego wzmacniacza liniowego, w którym dokonuje się właściwej selekcji sygnału SSB.

Schemat blokowy transceivera TR-500-SP jest przedstawiony na rys. 11.21. Wspólnymi blokami pracującymi zarówno przy odbiorze, jak i przy nadawaniu są tylko filtr kwarcowy i generatory VFO i BFO. Urządzenie ma budowę modułową. Poniżej zostaną opisane w skrócie poszczególne moduły urządzenia.

Rysunek 11.22a przedstawia wzmacniacz w.cz. wykonany na tranzystorze *T1* (MOSFET). Przestrajanie obwodów rezonansowych (wejściowych i wyjściowych) odbywa się odddzielnym potencjometrem umieszczonym na płycie czołowej transceivera za pośrednictwem diod pojemnościowych *D6* i *D7*. Tranzystor *T2* wraz z kluczem diodowym *D1*, *D2* stanowi przełącznik RITa. Dioda *D3* stabilizuje napięcie zasilania układu VFO.

Układ zmontowano na trzech płytach drukowanych (zasadniczy wzmacniacz na większej płytce, a obwody rezonansowe wraz z płytkami przełącznika na dwóch mniejszych płytach) przedstawionych na rys. 11.22b, d, f. Rozmieszczenie elementów na tych płytkach pokazują rys. 11.22c, e, g. Mniejsze płytki zamontowano pionowo do zasadniczej płytki wzmacniacza.

Rysunek 11.23a przedstawia mieszacz diodowy odbiornika *D1* ÷ *D4* wraz z pierwszym wzmacniaczem p.cz. zbudowanym na tranzystorze *T2* i filtrem kwarcowym *F* (SSB). Tranzystor *T1* z dużym prądem emitera i ujemnym sprzężeniem zwrotnym stanowi dodatkowy wzmacniacz sygnału VFO. Dopasowuje on sygnał z bloku generatora do poziomu niezbędnego do poprawnej pracy mieszacza diodowego. Układ ten jest zmontowany na płytce drukowanej przedstawionej na rys. 11.23b. Rozmieszczenie elementów na tej płytce pokazano na rys. 11.23c.

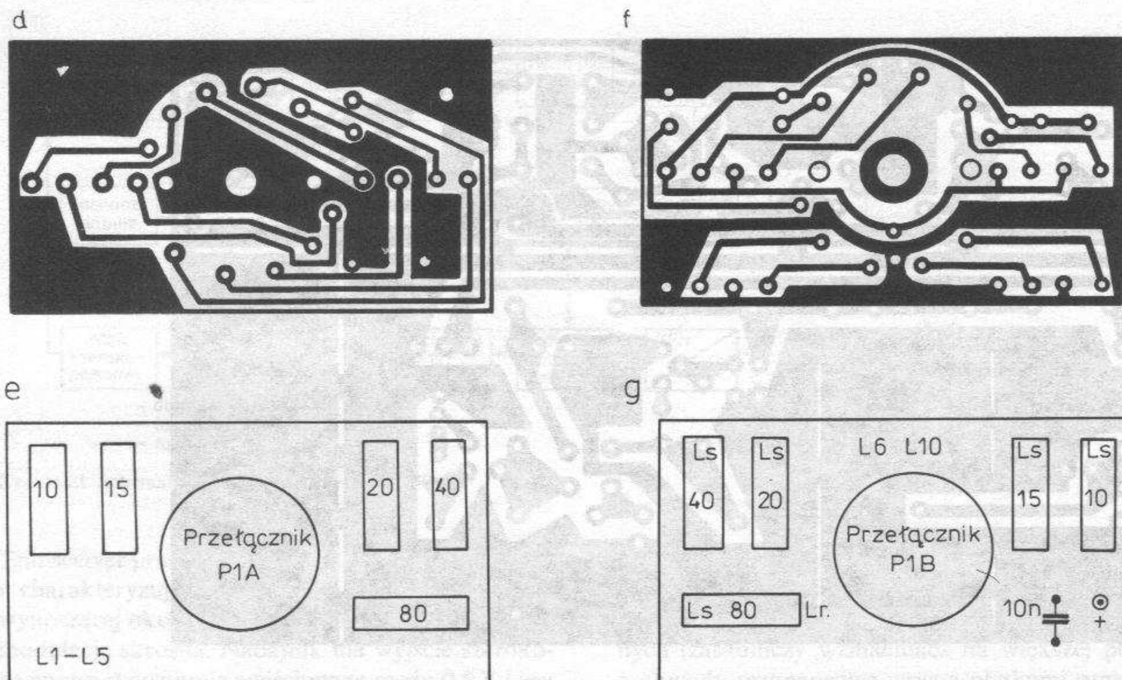


b

c

Rys. 11.22. Wzmacniacz w.cz.

a) schemat ideowy, b) płytka drukowana wzmacniacza, c) rozmieszczenie elementów



Rys. 11.22. d) płytka drukowana z obwodami rezonansowymi $L_1 \div L_5$, e) rozmieszczenie elementów, f) płytka drukowana z obwodami rezonansowymi $L_6 \div L_{10}$, g) rozmieszczenie elementów

Rysunek 11.24a przedstawia wzmacniacz pośredniej częstotliwości z tranzystorami *T1* i *T2*. Na jego wyjściu znajduje się detektor diodowy *D1* ÷ *D4*, do którego jest doprowadzony sygnał BFO. Tranzystory *T3* i *T4* pracują w obwodzie ARW stanowiąc źródła prądowe tranzystorów *T1* i *T2*. Sygnał m.cz. z wyjścia detektora jest filtrowany w dolnoprzepustowym filtrze *LC*. Układ zmontowano na płytce drukowanej przedstawionej na rys. 11.24b. Rozmieszczenie elementów pokazuje rys. 11.24c.

Rysunek 11.25a przedstawia wzmacniacz m.cz. z układami scalonymi *US1* i *US2*. W pętli sprzężenia zwrotnego wzmacniacza operacyjnego *US1* znajduje się filtr podwójne *T* o wartościach dobranych na częstotliwość 800 Hz. Układ ten stanowi filtr selektywny do odbioru sygnałów telegraficznych. Po włączeniu w pętlę potencjometru montażowego następuje obniżenie dobroci tego filtru, a zatem poszerzenie pasma niezbędnego do odbioru SSB. Obydwa układy zmontowane są na płytce drukowanej przedstawionej na rys. 11.25b. Rozmieszczenie elementów na płytce pokazano na rys. 11.25c.

Rysunek 11.26 przedstawia układ automatycznej regulacji wzmocnienia wraz ze wzmacniaczem i S-metrem. Tranzystory *T1* i *T2* pracujące w układach OE stanowią wzmacniacz m.cz. Na wyjściu *T2* są włączone dwa detektory o dwóch stałych czasowych. Układ ten jest zmontowany wraz z tranzystorami *T3* i *T4* na płytce drukowanej przedstawionej na rys. 11.26b. Rozmieszczenie elementów na płytce pokazano na rys. 11.26c.

Rysunek 11.27a przedstawia generator fali nośnej BFO. Układ pracuje na tranzystorze *T1*, tranzystor *T2* to wtórnik emiterowy. Podanie napięcia +12 V do punktów +*USB* lub +*LSB* powoduje polaryzację diod w kierunku przewodzenia i podłączenie odpowiednich rezonatorów kwarcowych decydujących o częstotliwości wyjściowej. Układ jest zmontowany na płytce drukowanej przedstawionej na rys. 11.27b. Rozmieszczenie elementów na płytce pokazano na rys. 11.27c.

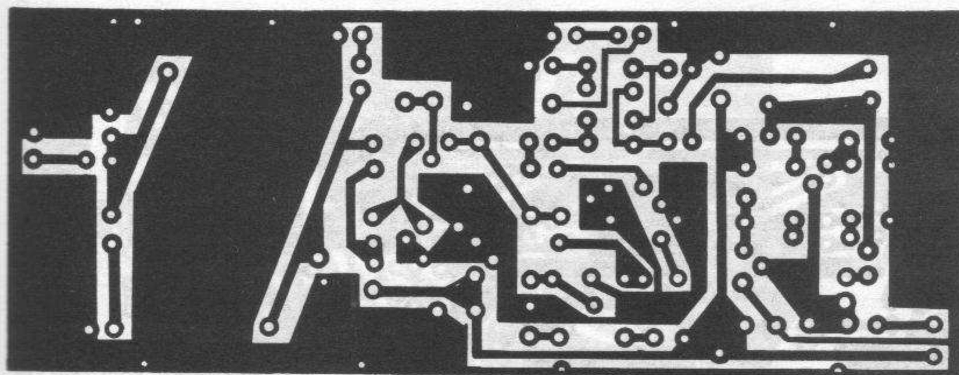
Rysunek 11.28a przedstawia złożony układ VFO. Wykonany jest on na pięciu tranzystorach unipolarnych *T1* ÷ *T5* osobno dla każdego pasma. Po każdym z generatorów znajduje się wtórnik emiterowy z tranzystorami *T6* ÷ *T15*. Układy są przełączane napięciowo. Kondensator zmienny to złożony agregat pochodzący z demobilowej radiostacji R-113. Układ generatora zmontowano na płytce drukowanej przedstawionej na rys. 11.28b.

Rysunek 11.29a przedstawia modulator kołowy nadajnika na diodach *D1* ÷ *D4*, po którym następuje wzmacniacz DSB zbudowany na tranzystorze *T1*. Po naciśnięciu klucza załączony zostaje generator CW 8 kHz na tranzystorze *T2*. Sygnał z tego generatora jest podany na modulator za pośrednictwem tranzystora *T3*. Do równoważenia modulatora przewidziano trymer 15 pF i potencjo-

a

2µH 5n 0,1 We(w.cz.) F2 +12(0)
620 5n D1÷D4 5n F1 6,8k
We VFO 5n T1 2N3137 +12V T2 470 F Wy
68 68 1k 10k 10n 1n 1n
5n 3×1N1914 560 680
250 A B

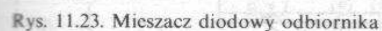


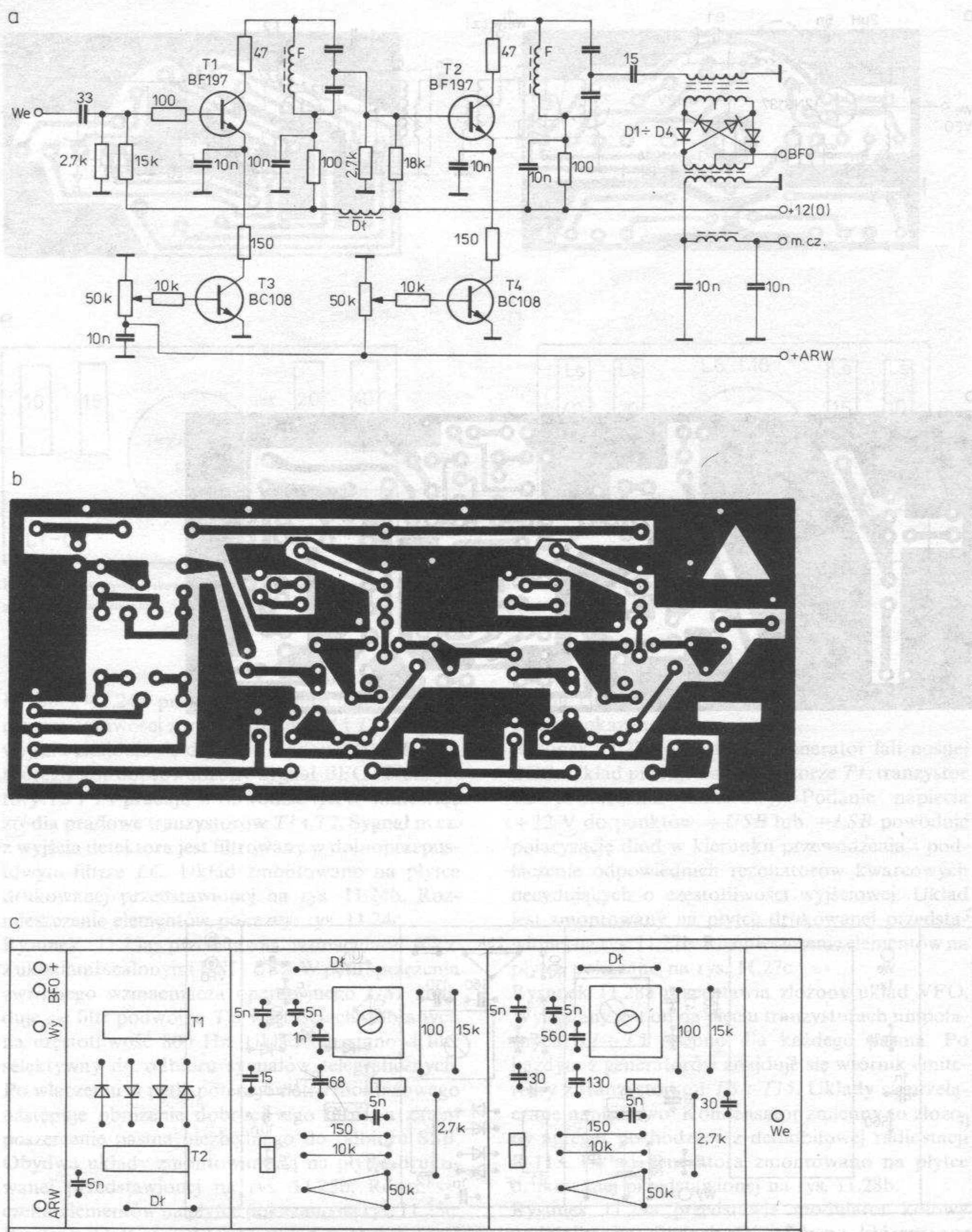


c

We Tx 1n 1n 560 IF F 560 470 130 1n 1n 220 10n 10k Wy Tx C B E
200 25k 250 4,7k 360 130 1n 5n T1 HF 1n T2
10n 5n 250 5n 620 1k C B E 15 T-1A 10n 10n 5n + VFO

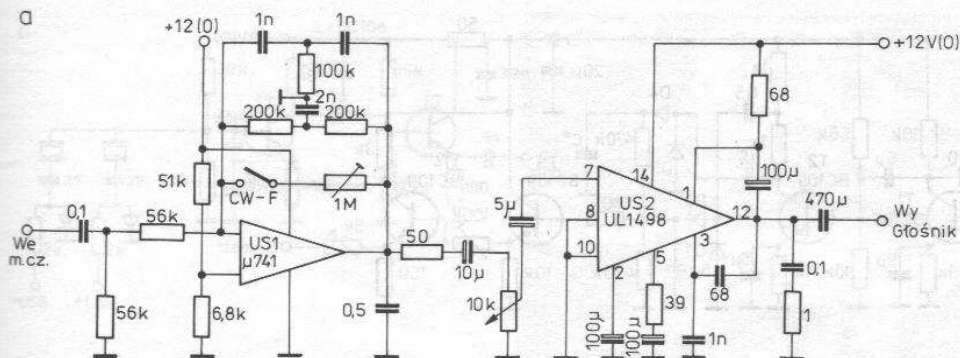
Rys. 11.23. Mieszacz diodowy odbiornika

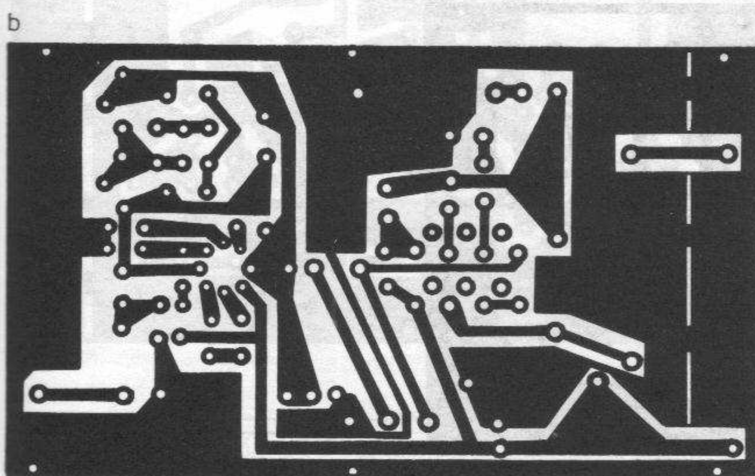

a) schemat ideowy, b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów na płytce

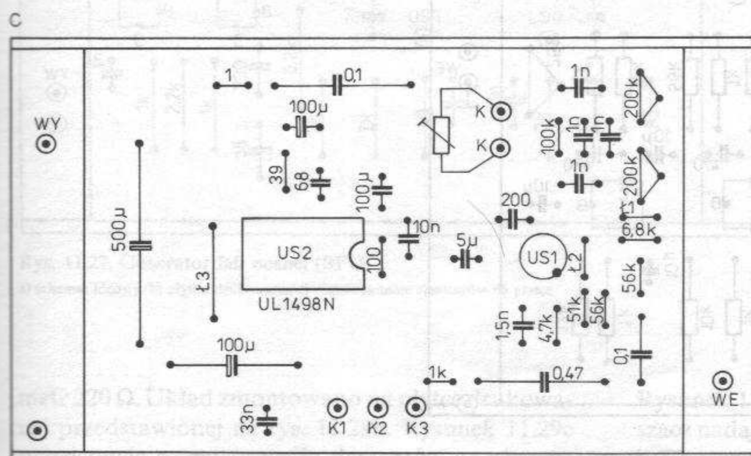


Rys. 11.24. Wzmacniacz p.cz.

a) schemat ideowy, b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów na płytce

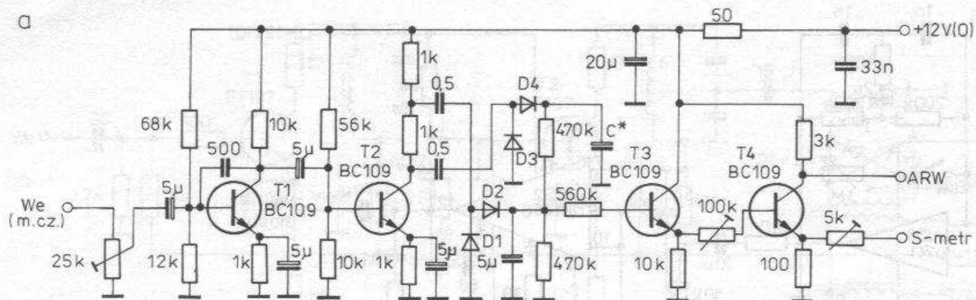


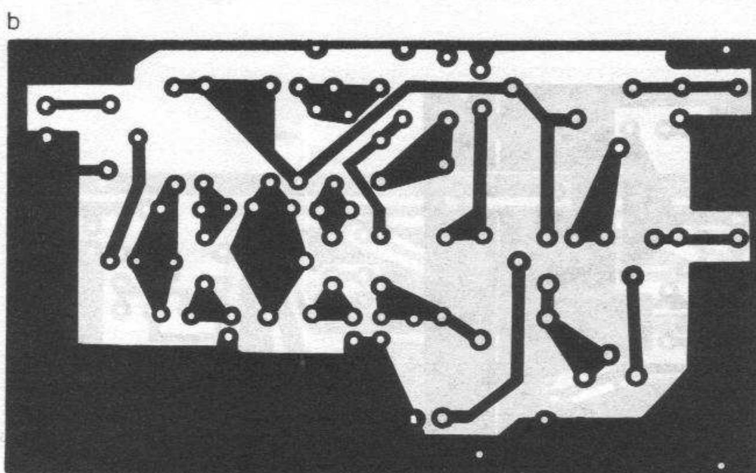


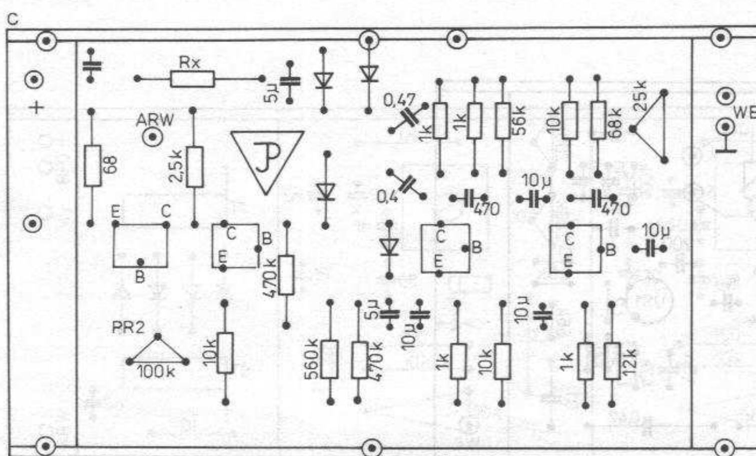


Rys. 11.25. Wzmacniacz m.cz.

a) schemat ideowy, b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów na płytce

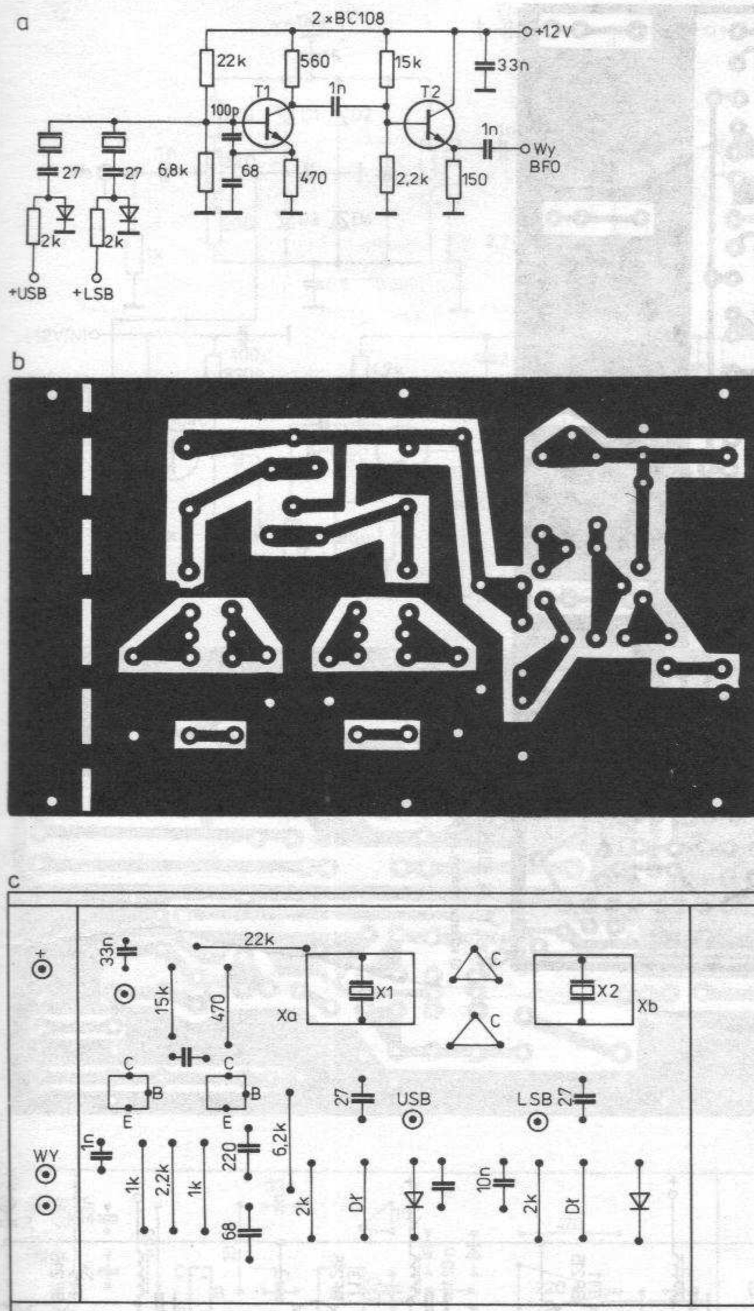






Rys. 11.26. Układ ARW

a) schemat ideowy, b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów na płytce



Rys. 11.27. Generator fali nośnej (BFO)
a) schemat ideowy, b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów na płytce

metr 220 Ω. Układ zmontowano na płytce drukowanej przedstawionej na rys. 11.29b. Rysunek 11.29c przedstawia rozmieszczenie elementów na płytce. Rysunek 11.30a przedstawia wzmacniacz mikrofonowy zbudowany na tranzystorach *T1*, *T2* i *T3*, zmontowany na płytce drukowanej przedstawionej na rys. 11.30b. Rysunek 11.30c pokazuje rozmieszczenie elementów na płytce.

Rysunek 11.31a przedstawia szerokopasmowy mieszacz nadajnika z diodami *D1* ÷ *D4*. Tranzystory *T1* i *T2* stanowią separatory sygnałów VFO i SSB, tranzystory *T3* i *T4* stanowią szerokopasmowy wzmacniacz wyjściowy. Układ zmontowany jest na płytce drukowanej przedstawionej na rys. 11.31b. Rozmieszczenie elementów na płytce pokazuje rys. 11.31c.

a





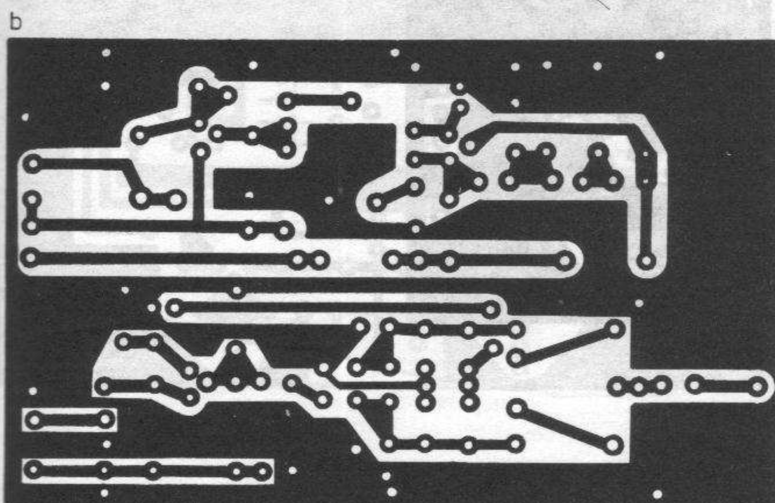
b

Rys. 11.28. Układ VFO

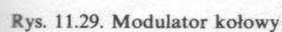
a) schemat ideowy, b) płytka drukowana

a

b

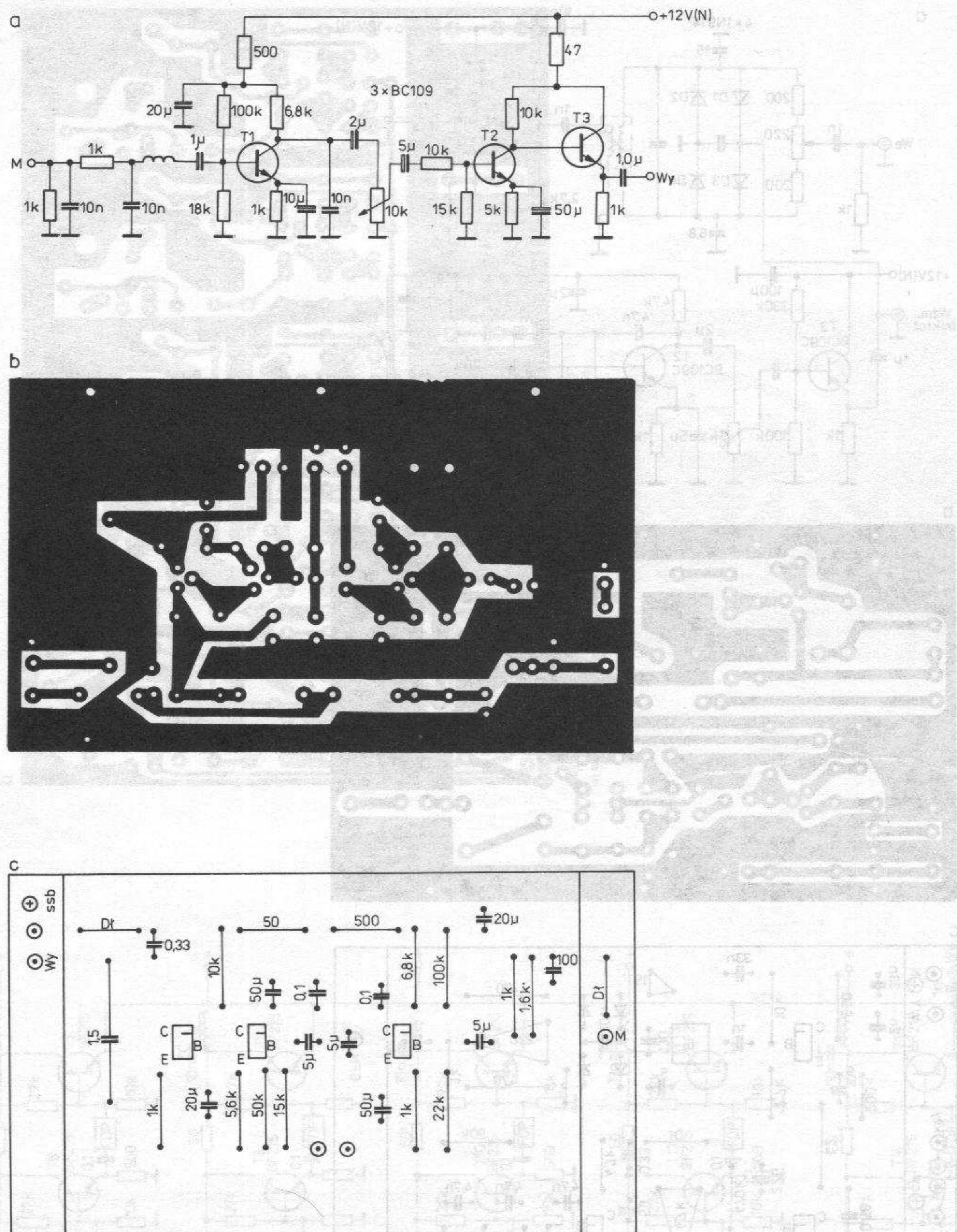


c



Rys. 11.29. Modulator kołowy

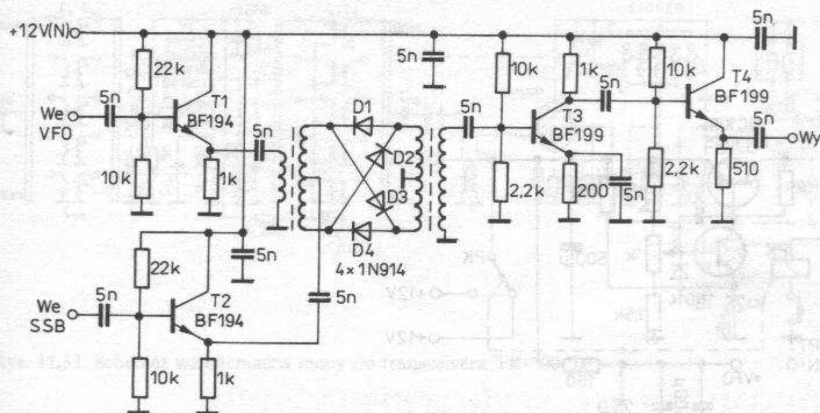
a) schemat ideowy, b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów na płytce



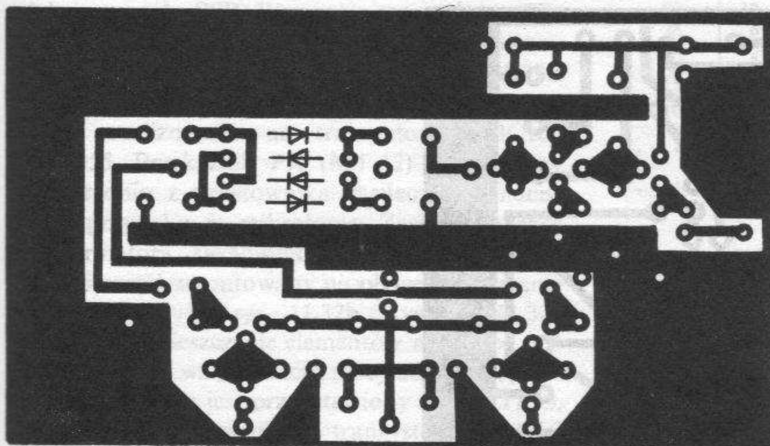
Rys. 11.30. Wzmacniacz mikrofonowy

a) schemat ideowy, b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów na płytce

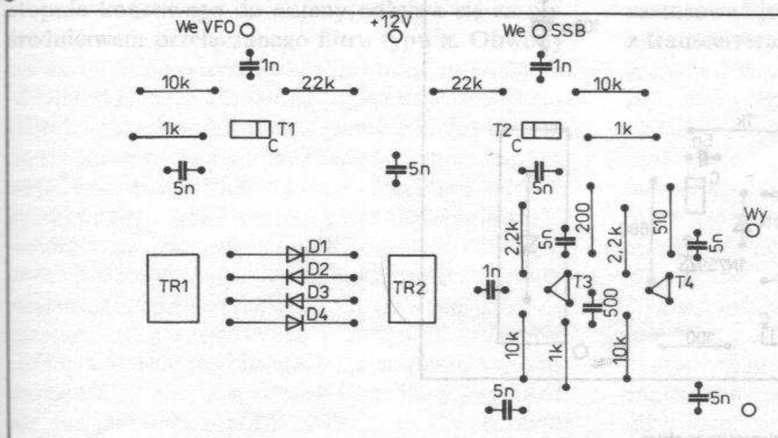
a



b



c



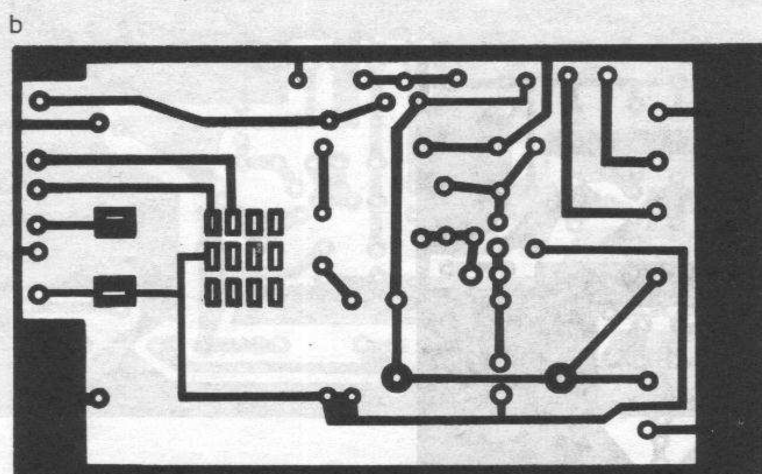
Rys. 11.31. Mieszacz nadajnika

a) schemat ideowy, b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów na płytce

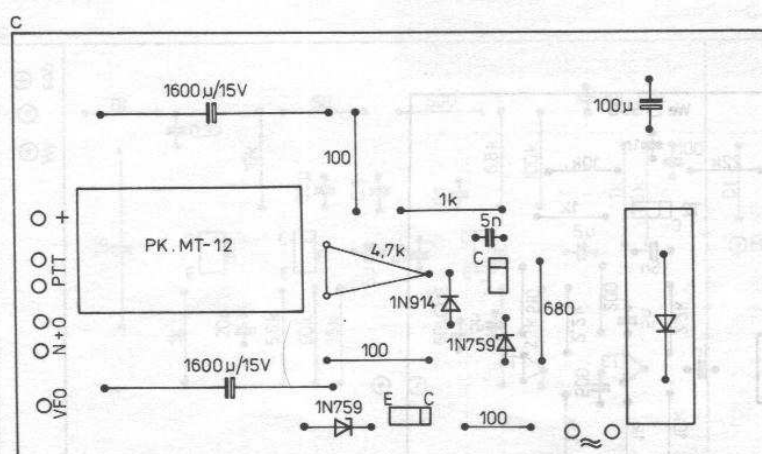
a

0,5A
BB0 C3200/2200
220V
BC109
2N3055
1k
10n
150
470
PK
1k
500µ
PK
1000µ
1N914
D 9,1V
1,5k
+12V
+12V
+12V
PTT
N-0
+VF0
500µ
D
9,1V
150

b

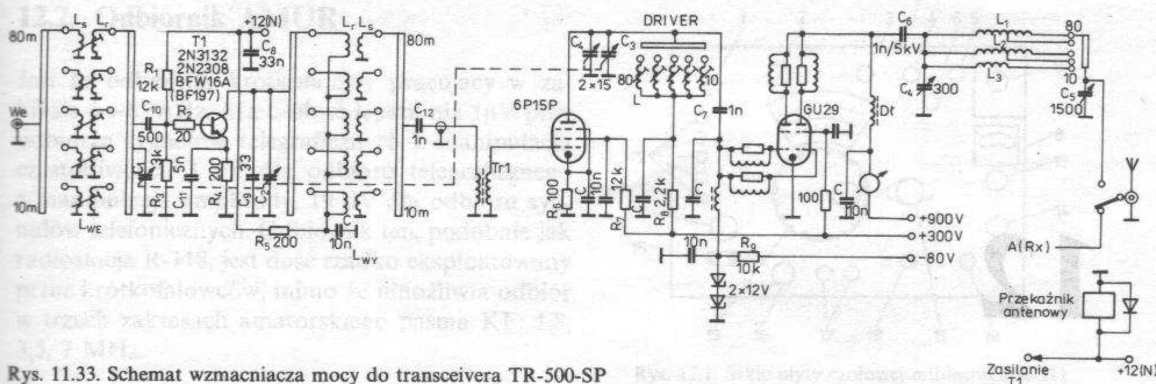


c



Rys. 11.32. Zasilacz stabilizowany 12 V

a) schemat ideowy, b) płytka drukowana, c) rozmieszczenie elementów na płytce



Rys. 11.33. Schemat wzmacniacza mocy do transceivera TR-500-SP

Przedstawiony wyżej układ jest ostatnim stopniem nadajnika, jednak nie zapewnia on filtracji sygnału wyjściowego, ponieważ we wzmacniaczu liniowym przewidziano cewki umożliwiające odpowiednią selekcję sygnału SSB. Wewnątrz transceivera TR-500-SP znajduje się jeszcze zasilacz stabilizowany 12 V, którego schemat przedstawiono na rys. 11.32a. Jest to typowy układ zasilacza stabilizowanego 12 V zrealizowano na tranzystorach BC109 i 2N3055. Przekaźnik *PK* (MT-12) jest zasilany bezpośrednio z prostownika zasilacza po naciśnięciu przycisku w mikrofonie. Zasilacz, oprócz transformatora sieciowego i tranzystora mocy 2N3055 został zmontowany na płytce drukowanej przedstawionej na rys. 11.32b. Rysunek 11.32c pokazuje rozmieszczenie elementów na płytce. Zalecany układ wzmacniacza mocy do wyżej opisanego transceivera jest przedstawiony na rys. 11.33. Stopień wstępny pracuje na tranzystorze średniej mocy typu 2N3137 (lub podobnym) z przełączanymi obwodami rezonansowymi. Po tym stopniu znajduje się driver na lampie 6P15P, a następnie klasyczny układ z lampą GU29. Dopasowanie stopnia końcowego do anteny odbywa się za pośrednictwem przełączanego filtru typu π. Obwody

Tablica 11.1. Dane cewek wzmacniacza

Pasmo [m]	L_{WE} [mH]		L_{WY} [mH]		$L_{DRIVERA}$ [mH]	Drut
	L_s	L_r	L_s	L_r	L_r	ø [mm]
80	12	78	10	61	82	0,15
40	9	53	6	51	43	0,2
20	5	32	5	30	26	0,35
15	4	20	4	18	15	0,5
10	2	12	2	18	8	0,7

L_1 — 26 zw., ø = 1,2 mm, karkas ø = 40 mm, odczep — 15 zw.
L_2 — 9 zw., ø = 2,5 mm, bez karkasu ø = 40 mm
L_3 — 10 zw., ø = 2,0 mm, powietrzna ø = 20 mm
} π

rezonansowe tranzystora *T1* oraz drivera są podstrajane poczwórnym kondensatorem 4 × 15 pF, przy czym dwie sekcje połączone równolegle pracują od strony anody lampy.

Dane cewek stopnia końcowego zebrano w tablicy 11.1. Powyższy stopień mocy może być zmontowany łącznie z zasilaczem, który powinien dostarczać następujących napięć: +600 ÷ +900 V, +300 V, −40 ÷ −80 V, ok. 6,3 V oraz +12 V, które może być pobierane z transceivera (zasilanie tranzystora *T1* i przekaźnika antenowego). Można tu zastosować jeden z przedstawionych zasilaczy, np. z transceivera WRAK 1.

12

Urządzenia demobilowe wykorzystywane przez krótkofalowców

W ostatnich latach rośnie liczba sprzętu demobilowego trafiającego do rąk krótkofalowców. Powodem tego jest głównie wycofywanie przestarzałych lub uszkodzonych urządzeń profesjonalnych i zastępowanie ich nowszymi wyrobami. Część z tych urządzeń po niewielkiej przeróbce adaptacyjnej może z powodzeniem być wykorzystywana przynajmniej w początkowym okresie działalności krótkofalarskiej. Oczywiście część tych urządzeń, głównie ze względu na gabaryty, będzie mogła być eksploatowana w większych pomieszczeniach klubowych, a inne po rezebraniu mogą dostarczyć wielu potrzebnych elementów. Niektóre z nich są wykorzystywane przez krótkofalowców już od zakończenia II wojny światowej, jak na przykład radiostacje RBM – 1, A7A (A7B), 13R, które obecnie można spotkać już tylko w muzeach wojskowych.

Poniżej przedstawiono radiostacje i odbiorniki, na których opisanie autor uzyskał zgodę Szefostwa Wojsk Łączności Ministerstwa Obrony Narodowej, a które mogą być wykorzystywane na falach krótkich. Urządzenia te po niewielkich zmianach adaptacyjnych, polegających głównie na dorobieniu stabilizowanych zasilaczy sieciowych, eliminujących nieekonomiczne zasilanie akumulatorowe, czy zmianie częstotliwości pracy generatora BFO mogą jeszcze przez wiele lat służyć do nawiązywania łączności lub prowadzenia nasłuchów.

Wspomniano również o radiotelefonach z zakresu 27 MHz oraz 31 ÷ 46 MHz. Radiotelefony z zakresu 27 MHz po przeglądach konserwacyjnych lub wymianie rezonatorów mogą być eksploatowane w sieciach CB — AM. Natomiast urządzenia z zakresu 31 ÷ 46 MHz mogą być przystosowane do pracy w zakresie 27 MHz CB — FM. Operacja taka nie jest trudna i może być wykonana najprostszą metodą polegającą na wymianie rezonatorów kwarcowych i zmianie częstotliwości obwodów rezonansowych *LC*. Korzystniejsze jest jednak zastosowanie syntezy częstotliwości, np. z wykorzystaniem jednego z opisów zamieszczonych w tej książce. Należy wiedzieć, że radiotelefony konstruowane własnoręcznie lub adaptowane z innych zakresów są rejestrowane w Państwowej Agencji Radiokomunikacyjnej po przeprowadzeniu badań homologicznych.

Radiotelefony z wyższych zakresów, szczególnie z przedziału 159 ÷ 174 MHz, mogą być w łatwy sposób przystosowane do pracy w pasmie 2 m. Urządzenia przestrojone do pracy na częstotliwości 145 MHz nie wymagają homologacji PAR-u. Nie będą one jednak opisane tutaj ze względu na ograniczoną objętość książki.

12.1. Radiostacja R-118

Jest to krótkofalowa radiostacja przeznaczona do pracy zarówno telegraficznej (kluczem lub dalekopisem), jak i fonicznej (AM). Zakres częstotliwości pracy 1 ÷ 7,5 MHz, podzielony na trzy podzakresy: I — 1 ÷ 2 MHz, II — 2 ÷ 4 MHz, III — 4 ÷ 7,5 MHz. Umożliwia ona pracę telegraficzną z manipulacją częstotliwości na 2876 ustalonych częstotliwościach, o odstępach między częstotliwościami równych na pierwszym podzakresie 1 kHz, na drugim podzakresie 2 kHz, a na trzecim 4 kHz. Podczas pracy z manipulacją amplitudy radiostacja umożliwia pracę na 6501 ustalonych częstotliwościach z odstępem co 1 kHz. Moc nadajnika jest nie mniejsza niż 200 W przy pracy telegraficznej i nie mniejsza niż 100 W przy pracy telefonicznej. Ze względu na duże gabaryty i nieekonomiczne zasilanie jest ona dość rzadko wykorzystywana przez krótkofalowców.

12.2. Odbiornik AMUR

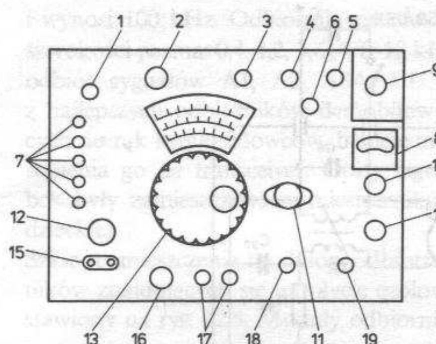
Jest to odbiornik krótkofalowy pracujący w zakresie 1÷8 MHz. Ma czułość lepszą niż 1μV przy odbiorze sygnałów telegraficznych z manipulacją częstotliwości, 3 μV dla odbioru telegraficznego z manipulacją amplitudy, 19 μV dla odbioru sygnałów telefonicznych. Odbiornik ten, podobnie jak radiostacja R-118, jest dość rzadko eksploatowany przez krótkofalowców, mimo że umożliwia odbiór w trzech zakresach amatorskiego pasma KF: 1,8, 3,5, 7 MHz.

12.3. Odbiornik R-311

Jest to odbiornik krótkofalowy pracujący w zakresie 1÷15 MHz w pięciu podzakresach: I — 1÷1,88 MHz, II — 1,88÷3,3 MHz, III — 3,3÷5,8 MHz, IV — 5,58÷9,2 MHz, V — 9,2÷15 MHz. Jest on dość często wykorzystywany przez krótkofalowców do odbioru sygnałów CW i SSB. Zawiera wewnętrzny kalibrator kwarcowy do kontroli skalowania i filtr kwarcowy na częstotliwość pośrednią 465 kHz z regulowanym pasmem przepuszczania, co jest szczególnie przydatne przy odbiorze sygnałów telegraficznych. Pasmo przenoszenia 4 kHz (szerokie pasmo) i 300 Hz (wąskie pasmo). Oryginalnie odbiornik był zasilany z baterii akumulatorów 2NKN-24, przy czym obwody żarzenia były zasilane bezpośrednio z tych akumulatorów, a obwody anodowe z przetwornicy wibratorowej typu WP-ZM2. W warunkach amatorskich celowe jest zbudowanie zasilacza dostarczającego dwóch napięć: 80 V/14 mA (anodowe) i 2,5 V/0,52 A (żarzenia). Należy zwrócić uwagę na dobrą filtrację i stabilizację napięć, w przeciwnym razie może pojawić się niepożądany przydźwięk sieciowy i niestabilność częstotliwości generatora. Na szczególną uwagę w tym odbiorniku zasługuje dwubiegowa przekładnia planetarna umożliwiająca bardzo precyzyjne dostrojenie się do sygnału. Pokrętło płynnego strojenia napędza skalę z przekładnią 60:1, pokrętło zaś strojenia zgrubnego skalę z przekładnią 1:1.

Szkic płyty czołowej odbiornika jest pokazany na rys. 12.1. Na płycie czołowej znajdują się następujące pokrętła i przełączniki:

1—wyłącznik zasilania *ZAŁ/WYŁ*,
2—pokrętło regulacji pasma przenoszenia *PASMO*,
3—punkt do korekcji skalowania na niższych częstotliwościach (Δ),
4—punkt do korekcji skalowania na wyższych częstotliwościach (□),
5—punkt podstrojenia obwodu wejściowego *PODSTR.WE*,

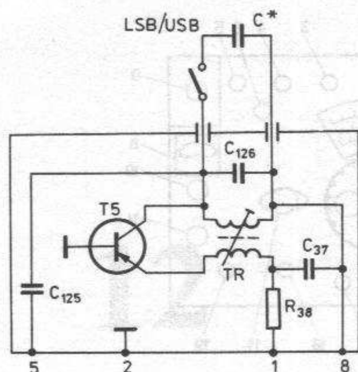


Rys. 12.1. Szkic płyty czołowej odbiornika R-311

6—przycisk do sprawdzania skalowania *NACISNĄĆ*,
7—zaciski do podłączania źródeł zasilania,
8—woltomierz,
9—gniazdo antenowe,
10—przełącznik napięcia żarzenia *ŻARZENIE I/II*,
11—pokrętło przełącznika podzakresów,
12—pokrętło regulacji wzmocnienia *SIŁA GŁOSU*,
13—pokrętło strojenia odbiornika *STROJENIE*,
14—wyłącznik oświetlenia skali *OŚWIETL.*,
15—gniazdo słuchawkowe *T*,
16—oprawka bezpiecznika *BEZPIECZNIK*,
17—zacisk do podłączenia linii *LINIA*,
18—przełącznik rodzaju pracy *TLG — TLF*,
19—zacisk do podłączenia uziemienia *Z*.

12.4. Odbiornik EKB

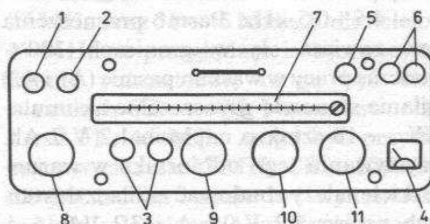
Jest to odbiornik krótkofalowy umożliwiający odbiór sygnałów telegraficznych i telefonicznych w zakresie częstotliwości 1,5÷22 MHz w sześciu podzakresach: I — 1,45÷2,4 MHz, II — 2,2÷÷3,75 MHz, III — 3,6÷5,9 MHz, IV — 5,6÷9,2 MHz, V — 8,75÷14,6 MHz, VI — 13,75÷22,5 MHz. Czułość zależy od rodzaju pracy i wynosi: 1 μV dla sygnałów telegraficznych z manipulacją amplitudy, 4 μV dla odbioru sygnałów telegraficznych (A2) jak również dla sygnałów fonicznych. Ma on podwójną przemianę częstotliwości 900 kHz i 32 kHz. Szerokość pasma częstotliwości przenoszonego przez filtry p.cz. wynosi: dla A1 — 1±0,2 kHz, dla A2 i A3 — 4,5±0,5 kHz. Pasmo przenoszenia stopnia m.cz. zawiera się w granicach 300÷3000 Hz, a podczas pracy w wąskim pasmie (A1 i A2) 200 Hz. Zasilanie stanowią gazoszczelne akumulatory typu NK — 18 sztuk o napięciu 1,2 V/2 Ah. Przy wykorzystywaniu tego odbiornika w warunkach amatorskich należy zbudować zasilacz dostarczający dwóch napięć: 1,2 V/0,4 A i 7,2 V/0,15 A o dobrej stabilizacji i filtracji.



Rys. 12.2. Sposób wykonania przełącznika LSB/USB

Odbiornik ma również dobrą przekładnię dwubiegową (zębatą). Podczas dostrajania odbiornika z grubsza przełożenie wynosi 11:1, a przy dostrajaniu dokładnym 720:1.
Oryginalnie odbiornik jest przystosowany do odbioru górnej wstęgi bocznej i z tego względu chcąc odbierać sygnały w pasmie poniżej 10 MHz, gdzie stacje amatorskie pracują wstęgą dolną, należy dokonać zmiamy częstotliwości trzeciego generatora umieszczonego w bloku 3. W najprostszy sposób można osiągnąć to przez zmianę wartości kondensatora C_{126}, decydującego o częstotliwości pracy BFO (rys. 12.2). Przełącznik wstęg USB/LSB można zamontować wykorzystując miejsce po jednym z gniazd słuchawkowych na czołowej płycie odbiornika.
Rysunek 12.3 przedstawia szkic płyty czołowej odbiornika. Na płycie czołowej znajdują się:

1—gniazdo antenowe,
2—gniazdo uziemienia,
3—dwa gniazda słuchawkowe (600 Ω),
4—miniaturowy przyrząd pomiarowy,
5—przycisk do oświetlenia skali,
6—przyciski do sprawdzenia stanu akumulatorów,
7—okno skali ze śrubą do korekcji skalowania,
8—pokrętło strojenia odbiornika (dwusystemowe),
9—przełącznik zakresów,
10—przełącznik rodzaju pracy (A1, A2, A3),
11—pokrętło regulacji siły głosu.



Rys. 12.3. Szkic płyty czołowej odbiornika EKB

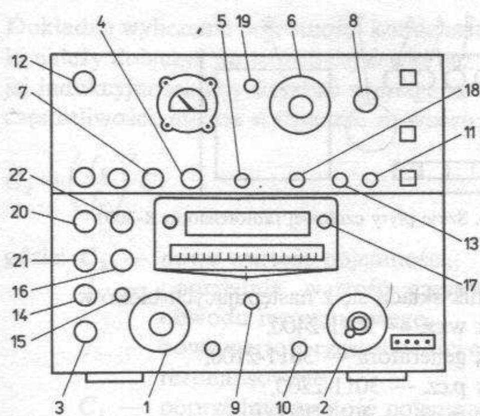
12.5. Odbiornik EUB

Jest to odbiornik zbliżony gabarytowo i konstrukcyjnie do odbiornika EKB. Daje on możliwość odbioru w zakresie 19 ÷ 67,7 MHz w sześciu podzakresach: I — 19 ÷ 25 MHz, II — 23,3 ÷ 31,3 MHz, III — 28,3 ÷ 37,3 MHz, IV — 34,3 ÷ 45,3 MHz, V — 42,7 ÷ 54,7 MHz, VI — 50,7 ÷ 67,7 MHz. Czułość wynosi około 5 µV w zakresie do 44 MHz i około 8 µV powyżej 44 MHz. Umożliwia odbiór sygnałów A3, F2, F3.

12.6. Odbiornik R-250

Jest to odbiornik krótkofalowy ze stabilizacją kwarcową umożliwiający odbiór w zakresie częstotliwości 1,6 ÷ 25,5 MHz w dwunastu podzakresach: I — 1,5 ÷ 3,5 MHz, II — 3,5 ÷ 5,5 MHz, III — 5,5 ÷ 7,5 MHz, IV — 7,5 ÷ 9,5 MHz, V — 9,5 ÷ ÷ 11,5 MHz, VI — 11,5 ÷ 13,5 MHz, VII — 13,5 ÷ ÷ 15,5 MHz, VIII — 15,5 ÷ 17,5 MHz, IX — 17,5 ÷ ÷ 19,5 MHz, X — 19,5 ÷ 21,5 MHz, XI — 21,5 ÷ ÷ 23,5 MHz, XII — 23,5 ÷ 25,5 MHz. Pierwsza częstotliwość pośrednia jest zmieniana w zakresie 1,5 ÷ ÷ 3,5 MHz, druga zaś wynosi 215 kHz. Czułość odbiornika przy pracy telegraficznej wynosi około 0,6 µV, a przy pracy telefonicznej około 3 µV. Odbiornik ma płynną regulację szerokości przenoszenia (druga p.cz.) 1 ÷ 4 kHz z regulacją o trzech położeniach: 1,3, 6 i 12 kHz. Ma on również cztery przełączane szerokości pasma m.cz. o wartościach: 8, 5, 2,5, 0,3 kHz. Charakteryzuje się dużą stabilnością częstotliwości oraz dokładnością skalowania. Ma pokrętło strojenia z przekładnią 1:5 (strojenie zgrubne) i 1:45 (strojenie dokładne). Jest przystosowany do zasilania z sieci 220 V lub baterii 12 V przy podłączeniu przetwornicy.
Szkic płyty czołowej odbiornika jest przedstawiony na rys. 12.4. Na płycie czołowej odbiornika znajdują się:

1 — główne pokrętło strojenia,
2 — przełącznik podzakresów,
3 — pokrętło regulacji wzmocnienia w torze pierwszej i drugiej p.cz.,
4 — pokrętło regulacji wzmocnienia w torze m.cz.,
5 — pokrętło regulacji szerokości pasma przenoszenia w torze p.cz.,
6 — pokrętło regulacji częstotliwości BFO,
7 — przełącznik zmiany szerokości pasma przenoszenia w torze m.cz.,
8 — przełącznik kontroli prądów anodowych lamp, napięcia żarzenia, poziomu wyjściowego m.cz, wskaźnika strojenia i wskaźnika pracy termostatu,
9 — pokrętło odstrojenia obwodu wejściowego,
10 — przełącznik anten,
11 — przełącznik stałej czasowej ARW,
12 — przełącznik załączenia zasilania,



Rys. 12.4. Szkic płyty czołowej odbiornika R-250

13 — przełącznik rodzaju pracy,
14 — przełącznik włączenia kalibratora kwarcowego do korekcji częstotliwości pierwszego generatora,
15 — przełącznik włączenia kalibratora kwarcowego do korekcji częstotliwości drugiego generatora,
16 — elektryczny korektor częstotliwości drugiego generatora,
17 — mechaniczny korektor skali,
18 — elektryczny korektor częstotliwości BFO,
19 — regulator zapasu wzmocnienia,
20 — elektryczny korektor częstotliwości pierwszego generatora,
21 — przełącznik włączenia pracy półdupleksowej,
22 — przełącznik włączenia wejścia drugiej p.cz.

Krótkofalowców posiadających taki odbiornik zainteresują zapewne opisy usprawnień oraz modernizacji odbiornika na transceiver zamieszczane w miesięczniku „Radio" (radzieckie), np. 11/84.

12.7. Odbiornik R-1250

Jest to odbiornik krótkofalowy umożliwiający odbiór sygnałów w całym zakresie fal krótkich, tzn. 1,5 ÷ ÷ 30 MHz. Ma możliwość nastawiania częstotliwości w sposób płynny lub dekadowy co 1 kHz z dokładnością $1 \times 10^{-7} \pm 3$ Hz. Łączenie z częstościomierzem liczącym typu R-1250 M/B stanowiącym jego skalę elektroniczną tworzy komplet odbiorczy typu R-1250 M.

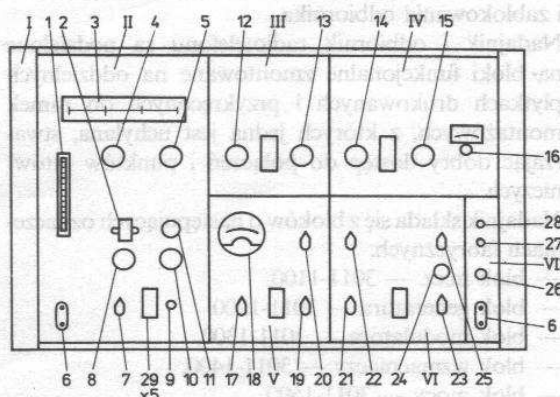
Jest to urządzenie tranzystorowe o budowie modułowej charakteryzujące się dużą stabilnością i dokładnością, dużą odpornością na sygnały zakłócające leżące w pobliżu częstotliwości odbieranej oraz dużym tłumieniem sygnałów lustrzanych (80 dB) i p.cz. (100 dB). Odbiornik ma czułość około 1 μV. Wykonany jest z podwójną przemianą częstotliwości. Pierwsza częstotliwość pośrednia na pierwszym i drugim podzakresie wynosi 600 kHz, a na pozostałych 1,6 MHz. Druga częstotliwość pośrednia jest stała na wszystkich podzakresach i wynosi 100 kHz. Odbiornik ma możliwość zmiany szerokości pasma: 0,4, 1,2, 3, 3,4, 6, 12 kHz. Umożliwia odbiór sygnałów A1, A2, A3A, F1. Jest to jeden z najlepszych odbiorników demobilowych docierających do rąk krótkofalowców. Istnieje możliwość przerobienia go na transceiver. Opisy tego typu przeróbek były zamieszczane w miesięczniku „Radio" (radzieckie).

Szkic rozmieszczenia modułów odbiornika i przełączników znajdujących się na płycie czołowej jest przedstawiony na rys. 12.5. Moduły odbiornika:

I — rama,
II — moduł wzmocnienia w.cz.,
III — moduł dekady 100 kHz ÷ 10 kHz,
IV — moduł dekady 1 kHz ÷ 100 Hz,
V — moduł wzmocnienia drugiej p.cz.
VI — moduł m.cz.
VII listwa połączeniowa

Pokrętła i przełączniki sterowania odbiornika:

1 — dysk strojeniowy,
2 — dwukierunkowy przełącznik niestabilny,
3 — skala zgrubnego strojenia,
4 — przełącznik dekady 10 MHz,
5 — przełącznik dekady 1 MHz,
6 — gniazda słuchawkowe,
7 — pokrętło potencjometru *RRW*,
8 — przełącznik podzakresów,
9 — przycisk włączenia automatycznego strojenia,
10 — lampa sygnalizacyjna,
11 — przełącznik układu pracy odbiornika,
12 — przełącznik dekady 100 kHz,
13 — przełącznik dekady 10 kHz,
14 — przełącznik dekady 1 kHz,
15 — przełącznik dekady 100 Hz,
16 — pokrętło płynnego strojenia ±100 Hz,
17 — przełącznik szerokości pasma drugiej p.cz.,
18 — wskaźnik napięcia wejściowego,
19 — przełącznik stałej czasowej,
20 — przełącznik sposobu regulacji wzmocnienia,
21 — przełącznik filtrów m.cz.,
22 — przełącznik tłumika szumów,

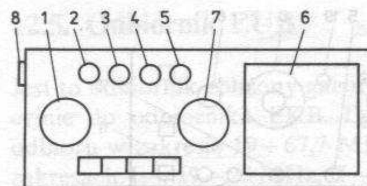


Rys. 12.5. Szkic płyty czołowej odbiornika R-1250

23 — pokrętło poziomu wyjściowego m.cz.,
24 — pokrętło generatora A1,
25 — przełącznik rodzaju pracy odbiornika (A3, A3A-LSB, A3A-USB, A1, kalibracja),
26 — przełącznik zasilania,
27 — lampka sygnalizacyjna zasilania,
28 — lampka sygnalizacyjna termostatu,
29 — gniazdo pomiarowe.

12.8. Radiotelefon R-3001-40

Jest to radiotelefon FM pracujący w zakresie 31 ÷ ÷ 46 MHz wykonywany w trzech wersjach: I — 31 ÷ 36 MHz, II — 35 ÷ 41 MHz, III — 40 ÷ ÷ 46 MHz. Jest przystosowany do pracy w dziesięciu kanałach częstotliwości. Maksymalna moc wyjściowa 10 W może być regulowana płynnie. Czułość odbiornika jest lepsza niż 0,5 μV. Może być wykorzystywany jako urządzenie stacjonarne bądź jako przewoźne, zamontowane w samochodzie. Układ jest przystosowany do pracy z zewnętrznym zasilaczem oraz akumulatorem 12 lub 24 V, z tym że do każdego napięcia konieczny jest inny zasilacz.
Rozmieszczenie elementów manipulacyjnych na płycie czołowej radiotelefonu przedstawiono na rys. 12.6. Są to:
1 — przełącznik kanałów,
2 — sygnalizacja włączenia radiotelefonu,
3 — sygnalizacja nadawania,
4 — sygnalizacja zajętości kanału,
5 — sygnalizacja selektywnego wywołania i odblokowania odbiornika (czynna tylko w radiotelefonach wyposażonych w selektywne wywołanie),
6 — głośnik,
7 — regulacja siły głosu,
W dolnej części płyty czołowej znajdują się cztery wyłączniki typu Isostat służące do: włączania i wyłączania radiotelefonu, selektywnego zgłoszenia i odblokowania toru m.cz. (czynne tylko w radiotelefonach wyposażonych w ten układ), wyłączenia i włączenia blokady szumów, kasowania selektywnego wywołania i zablokowania odbiornika.
Nadajnik i odbiornik radiotelefonu są podzielone na bloki funkcjonalne zmontowane na oddzielnych płytkach drukowanych i przykręconych do ramek montażowych, z których jedna jest uchylana, stwarzając dobry dostęp do połączeń i punktów lutowniczych.
Nadajnik składa się z bloków o następujących oznaczeniach fabrycznych:
— blok m.cz. — 3011-1100,
— blok generatora — 3011-1200,
— blok modulatora — 3011-1300,
— blok wzmacniaczy — 3011-1400,
— blok mocy — 3011-1500,
— blok filtrów — 306.12.100,



Rys. 12.6. Szkic płyty czołowej radiotelefonu R-3001

Odbiornik składa się z następujących bloków:
— blok w.cz. — 3011-2400,
— blok generatora — 3011-2100,
— blok p.cz. — 3011-2200,
— blok m.cz. — 3011-2300.
Radiotelefon ten może być przystosowany do pracy w pasmie 26,96 ÷ 27,28 MHz. Niezbędną operacją jest wymiana istniejącego filtru kwarcowego 10,7 MHz na filtr tego samego typu, z tym że o węższym pasmie przenoszenia (oznaczenie C). Przy zachowaniu czterokrotnego powielania częstotliwości generatora nadajnika należy zastosować rezonatory kwarcowe 6,74 ÷ 6,85 MHz. Wszystkie kondensatory wchodzące w skład obwodów rezonansowych nadajnika należy zwiększyć 1,5 raza.
Przy zachowaniu trzykrotnego powielania częstotliwości generatora nadajnika należy stosować rezonatory z zakresu 8,986 — 9,093 MHz (łatwiejsze do zdobycia); zmianie ulegnie sposób powielania. Obwody *K6* i *K7* powinny być zestrojone na 27 MHz. Można to osiągnąć przez trzykrotne zmniejszenie pojemności wchodzących w skład tych obwodów. W bloku wzmacniaczy kondensatory wchodzące w skład obwodów rezonansowych powinny być zwiększone 1,5 raza. W bloku mocy należy ścisnąć uzwojenia wszystkich cewek, a równolegle do trymerów dolutować kondensatory ceramiczne o pojemności około 10 pF.
W bloku generatora odbiornika mogą być stosowane rezonatory owertonowe o częstotliwości 37,66 ÷ ÷ 37,98 MHz. Obwody wyjściowe *K1* i *K2* powinno się zestroić na częstotliwości podstawowe tych rezonatorów. Można również zastosować rezonatory 16,26 ÷ 16,58 MHz przy mieszaniu sumacyjnym. W tym przypadku zamiast wyjściowych obwodów rezonansowych można wstawić dławik o indukcyjności rzędu 10 μH lub pobierać sygnał z emitera tranzystora generatora. Gdyby wystąpiły kłopoty ze wzbudzeniem generatora, należy do istniejących kondensatorów dzielnika pojemnościowego dolutować kondensatory po 100 pF.
W bloku w.cz. należy zwiększyć pojemności w filtrach *K1* ÷ *K6* tak, aby uzyskać maksymalną czułość w pasmie 27 MHz. Obwód *K7* zestrojony na 10,7 MHz pozostaje bez zmian. Zwiększenie czułości odbiornika kosztem nieco gorszej selektywności można osiągnąć przez zwarcie filtrów *K5* i *K6* kondensatorem rzędu 10 pF.

Dokładne wyliczenie pojemności kondensatora, jaki należy dołączyć do istniejącej cewki bez zmiany jej indukcyjności, aby uzyskać wymaganą wartość częstotliwości, można wyznaczyć ze wzoru:

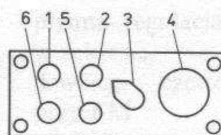
$$C_2 = \left(\frac{f_1}{f_2}\right)^2 C_1$$

gdzie: C_2 — nowa wartość pojemności,
f_1 — poprzednia wartość częstotliwości obwodu rezonansowego,
f_2 — nowa wartość częstotliwości obwodu rezonansowego,
C_1 — poprzednia wartość pojemności.

12.9. Radiotelefon FM-316

Jest to radiotelefon przenośny FM przystosowany do pracy w trzech kanałach w zakresie częstotliwości 33 ÷ 46 MHz, wykonany w dwóch podzakresach: 33 ÷ 35 MHz i 44 ÷ 46 MHz. Moc wyjściowa nadajnika wynosi 0,4 W, a czułość odbiornika około 2 μV. Zasilanie stanowią baterie akumulatorów 12,4 V/ /500 mA. Szkic płyty czołowej radiotelefonu pokazano na rys. 12.7. Widoczne są:

1 — gniazdo antenowe,
2 — pokrętło regulacji siły głosu,



Rys. 12.7. Szkic płyty czołowej radiotelefonu FM-316

3 — przełącznik kanałów i wyłącznik zasilania,
4 — gniazdo mikrofonogłośnika,
5 — pokrętło regulacji progu zadziałania blokady szumów,
6 — przycisk—lampka kontrolna stanu naładowania baterii.

Radiotelefon ma budowę modułową. Poszczególne moduły, stanowiące stopnie radiotelefonu lub obwody, są zamknięte w metalowych kubeczkach i umieszczone po obu stronach płytki oddzielającej nadajnik od odbiornika.

Przy pewnym nakładzie pracy i niewielkiej komplikacji wynikającej z dużego upakowania elementów w modułach, możliwe jest przystosowanie radiotelefonu do pracy w pasmie 27 MHz. Można skorzystać tutaj z uwag zawartych w opisie przestrajania poprzedniego radiotelefonu.

Oprócz tych dwóch radiotelefonów, które wymagają przystosowania do pracy CB — FM można stosować radiotelefony z serii ECHO, ŻURAW, TUKAN, które pracują na jednym z szesnastu kanałów pasma 27 MHz z modulacją amplitudy.

13

Fabryczny sprzęt krótkofalarski

Oprócz sprzętu krótkofalarskiego budowanego samodzielnie, zakupionego w zakładzie rzemieślniczym czy uzyskanego z demobilu, ważną rolę odgrywają urządzenia fabryczne. Mimo że w kraju nie jest produkowany taki sprzęt, to jednak można go importować, o ile tylko dysponuje się odpowiednimi możliwościami dewizowymi.
Liczne zakłady przemysłowe krajów przodujących w dziedzinie elektroniki (Japonia, Stany Zjednoczone AP) dostarczają krótkofalowcom przeróżnych, coraz to nowocześniejszych urządzeń, takich jak transceivery, odbiorniki, wzmacniacze, reflektometry, radiotelefony, konwertery, transwentery czy przystawki do mikrokomputerów, rozszerzające ich możliwości. Oprócz tych urządzeń oferowane są różne anteny, maszty czy całe systemy obrotowe. Szybki rozwój elektroniki sprawia, że nowoczesne niedawno transceivery są zastępowane przez układy jeszcze bardziej nowoczesne, wykorzystujące mikroprocesory i inne zdobycze elektroniki ostatnich lat. Konstruktorzy wielkich firm bardzo szybko reagują na zmiany różnych przepisów i decyzji dotyczących krótkofalarstwa. Już w kilka miesięcy po decyzji WARC 1979 r. przydzielającej amatorom nowe pasma (10, 18, 24 MHz), na rynku Europy Zachodniej pojawiły się transceivery z tymi podzakresami. Obecnie dużą wagę przywiązuje się do jakości strony odbiorczej transceiverów i odbiorników, polegającej na konstruowaniu wejść o dużej odporności na przesterowanie i niewrażliwych na niepożądane sygnały zakłócające.
Najbardziej znane firmy produkujące sprzęt dla krótkofalowców to YEASU (FT), ICOM (IC), KENWOOD (TS). Na przestrzeni kilkunastu lat wyprodukowały one wiele urządzeń. Pierwsze modele transceiverów były wykonywane na lampach, w wersjach pięciopasmowych (80, 40, 20, 15 i 10 m) i mocy najczęściej 200 W. Do tej grupy należą transceivery: TS-510, TS-515, TS-520, FT-101, FT-200, FT-250, TR-3. Późniejsze wersje były już wyposażone w nowo przydzielone pasma (1,8, 10, 18, 24 MHz) z odczytem cyfrowym. Nie wszystkie jednak były w pełni tranzystorowe. Większość z nich konstruowana była na tranzystorach i układach scalonych, a jedynie stopień końcowy i driver na lampach. Należały do tej grupy: TS-530, TS-830S, FT-101Z, IC-740. Można również spotkać transceivery QRP o mocy 20 W, tranzystorowe, takie jak: FT-77S, TS-120V.
Współczesne transceivery są w pełni tranzystorowe, mają z reguły pełne pokrycie fal krótkich w odbiorniku, a w nadajniku wszystkie podzakresy. Dodatkowo są wyposażone w płynne zawężanie wstęgi, pamięć wewnętrzną umożliwiającą wprowadzenie wybranych częstotliwości i emisji, zwiększoną dynamikę odbiornika i oczywiście skalę cyfrową rozszerzoną o wyświetlanie takich danych, jak rodzaj emisji, numer pamięci. Są to między innymi: FT-767GX, FT-757GX, FT-1000, IC-761, IC-735.
Oprócz transceiverów produkowane są odbiorniki pokrywające wszystkie pasma KF: FRG-7, FRG-7000, FRG-8800, IC-R-71, a także końcowe wzmacniacze mocy FL-2100 B (1200 W, pięciopasmowy), IC-2-KL (500 W, wszystkie pasma amatorskie).
Ważne miejsce w ofercie dla krótkofalowców zajmują anteny: typu beam — trzypasmowe (20, 15, 10 m), TH-7DX, EX-14 „Explorer", TH-5, MK-2 jednopasmowe 105BAS (10 m), 155BAS (15 m), 205BAS (20 m), anteny vertical 12AVQ (10, 15, 20 m), 14AVQ/WB (10, 15, 20, 40 m), 18AVT/WB (10÷80 m), dipole 2BDQ, 5BDQ, W3-200, FD-4.
Prawie wszystkie firmy produkujące transceivery, odbiorniki i anteny dla krótkofalowców zajmują się również wytwarzaniem sprzętu dodatkowego, ułatwiającego i uprzyjemniającego pracę w eterze.

W katalogach handlowych tych firm można więc znaleźć całą gamę kluczy elektronicznych z pamięcią, urządzenia do odbioru i nadawania RTTY, SSTV, Packet Radio, a także przyrządy pomiarowe.
Poniżej zostaną przedstawione krótkie charakterystyki transceiverów, które są wykorzystywane również w kraju.

13.1. Transceiver IC-761

Transceiver IC-761 (rys. 13.1) jest jednym z nowszych transceiverów firmy ICOM o bardzo dobrych parametrach dynamicznych odbiornika. Przeznaczony jest dla wytrawnych krótkofalowców specjalizujących się w łącznościach DX-owych. Urządzenie ma następujące parametry:

rodzaje pracy	SSB, CW, RTTY, FM, AM
zakres częstotliwości pracy odbiornika	0,1 ÷ 30 MHz
podzakresy pracy nadajnika	1,8 ÷ 2, 3,45 ÷ 4,1, 6,95 ÷ 7,5, 9,95 ÷ 10,5, 13,95 ÷ 14,5, 17,95 ÷ ÷ 18,5, 20,95 ÷ 21,5, 24,45 ÷ 25,1, 27,95 ÷ ÷ 30 MHz
stabilność częstotliwości	± 100 Hz w zakresie temperatur −10 ÷ 60°C
impedancja anteny	50 Ω przy wyłączonym układzie dopasowania anteny, 16,7 ÷ 150 Ω przy włączonym układzie dopasowania,
moc pobierana	max. 650 VA przy nadawaniu, min. 80 VA przy odbiorze
wymiary	224 × 150 × 390 mm
masa	17,5 kg
Nadajnik:	
moc wyjściowa	100 W PEP (SSB, CW, RTTY, FM) 40 W AM
płynna regulacja mocy w zakresie	10 ÷ 100 W
dewiacja częstotliwości przy FM	± 5 kHz
odstęp częstotliwości (SHIFT) przy RTTY	170 Hz i 850 Hz
impedancja mikrofonu	600 Ω
Odbiornik:	
częstotliwości pośrednie	
I p.cz. dla wszystkich emisji	70,4515 MHz
II p.cz. dla SSB	90,0115 MHz
CW, RTTY	9,0106 MHz
FM, AM	9,0100 MHz
III p.cz. dla wszystkich emisji	455 MHz
IV p.cz. dla SSB	9,0115 MHz
CW, RTTY	9,0106 MHz
AM	9,0100 MHz
czułość (przy S/N = = 10 dB)	
dla SSB, CW, RTTY	0,5 μV (0,1 ÷ 0,5 MHz)
	1 μV (0,5 ÷ 1,6 MHz)
	0,15 μV (1,6 ÷ 30 MHz)
dla AM	3 μV (0,1 ÷ 0,5 MHz)
	6 μV (0,5 ÷ 1,6 MHz)
	1 μV (1,6 ÷ 30 MHz)
dla FM	0,3 μV (28 ÷ 30 MHz)
selektywność dla SSB	2,4 kHz/−6 dB, 3,8 kHz/−60 dB
CW, RTTY	500 Hz/−6 dB, 1 kHz/−60 dB
AM	6 kHz/−6 dB, 18 kHz/−50 dB
FM	15 kHz/−6 dB, 30 kHz/−50 dB
moc wyjściowa m.cz.	2,6 W/8 Ω przy 10% zniekształceń
zakres pracy RIT	± 9,99 kHz

Na wejściu odbiornika zastosowano układy o zwiększonej odporności na przesterowania. W mieszaczu wykorzystano dwa tranzystory J-FET typu 2SK125, uzyskując dynamikę rzędu 105 dB oraz



Rys. 13.1. Transceiver IC-761



Rys. 13.2. Transceiver IC-735

współczynnik *IP* równy +23 dBm (dla 14 MHz). Warto zwrócić uwagę na wysoką pierwszą częstotliwość pośrednią (70 MHz) i stosowanie wielu filtrów kwarcowych w dalszych wzmacniaczach pośredniej częstotliwości. Dużą stabilność częstotliwości transceivera osiągnięto dzięki pętli PLL (stabilny generator VFO + cztery układy VCO). Częstotliwość wzorcową wytwarza generator kwarcowy CR-64 umieszczony w termostacie. Z tego generatora jest zasilany układ kalibratora 100 kHz. Na wejściu odbiornika znajduje się również tłumik antenowy −20 dB.

Transceiver zawiera podwójne VFO (AB) bardzo wygodne podczas zawodów lub w łącznościach DX-owych. Ma również wewnętrzną pamięć umożliwiającą zaprogramowanie 32 pozycji (częstotliwość, rodzaj emisji, szerokość pasma). Nad pokrętłem strojenia umieszczono bardzo czytelną skalę, na której jest wyświetlana częstotliwość oraz inne wielkości (rodzaj emisji, numer pamięci), oraz miernik wielofunkcyjny wskazujący wartości prądu, napięcia, współczynnika fali odbitej, ALC. Ponadto transceiver jest wyposażony w szereg dodatkowych urządzeń:

— filtr eliminujący zakłócenia (notch-filter),
— kompresor dynamiki,
— automatyczny regulator wzmocnienia,
— tłumik trzasków,
— automatyczny załącznik nadajnika,
— monitor kontroli sygnału,
— układ automatycznego dopasowania do anteny (o czasie strojenia mniejszym niż 3 s).

Transceiver może być dodatkowo uzupełniony o następujące urządzenia: głośnik SP-20, liniowy wzmacniacz mocy IC-2KL, automatyczną skrzynkę antenową IC-AT500, mikrofon SM-8, mikrofon z kompresorem dynamiki SM-10.

13.2. Transceiver IC-735

Jest to transceiver (rys. 13.2) o parametrach zbliżonych do transceivera IC-761. Przystosowany do zasilania 12÷15 V (13,8±10%/20 A), a więc może być wykorzystany do pracy mobil lub z dodatkowym zasilaczem sieciowym do pracy stacjonarnej. Nie ma możliwości pracy RTTY, nie jest również wyposażony w układ dopasowania do anten o różnych impedancjach. Zastosowano tu inne rozwiązanie pętli PLL. Strojenie częstotliwości nie jest płynne, lecz z krokiem 10 kHz, 1 kHz lub 1 MHz w zależności od ustawienia przełącznika.

13.3. Transceiver TS-520

Jest to jeden ze starszych transceiverów pięciopasmowych firmy KENWOOD (rys. 13.3). Podstawowe parametry urządzenia:



Rys. 13.3. Transceiver TS-520

zakresy częstotliwości	3,5÷4, 7÷7,3, 14÷ ÷14,35, 21÷21,45, 28÷28,5, 28,5÷29,1, 29,1÷29,7 MHz
rodzaje emisji	SSB, CW
pobór mocy	45 W przy odbiorze, 280 W przy nadawaniu
moc wyjściowa	200 W PEP na SSB, 160 W na CW
impedancja wyjściowa	50 lub 75 Ω (możliwość dopasowania do linii przesyłowej koncentrycznej 15÷200 Ω)
stabilność częstotliwości	100 Hz/0,5 h
moc wyjściowa m.cz.	1 W
czułość odbiornika	0,5 μV przy S/N = = 10 dB
selektywność na SSB	2,4 kHz/−6 dB i 4,4 kHz/−60 dB
CW	0,5 kHz/−6 dB i 1,5 kHz/−60 dB przy zamontowanym specjalnym filtrze CW

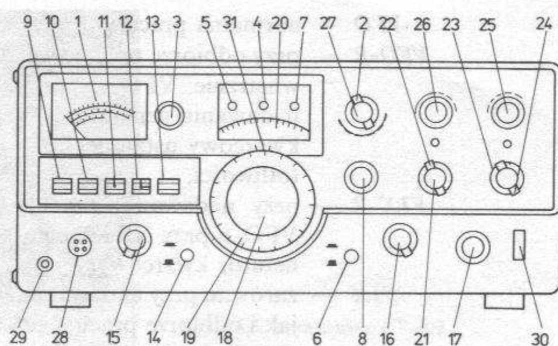
Transceiver ma możliwość podłączenia zewnętrznego generatora VFO (4,9÷5,5 MHz). Urządzenie jest wyposażone w układ automatycznego włączenia nadajnika (VOX), kwarcowy kalibrator 25 kHz, obwód dostrojenia odbiornika (RIT), obwód tłumienia szumów. Zawiera on również układ automatycznej regulacji wzmocnienia (ARW) oraz automatycznej regulacji poziomu nadawania (ALC). Zastosowano w transceiverze podwójną przemianę częstotliwości. Pierwsza częstotliwość pośrednia jest płynnie strojona w zakresie 8,895÷8,295 MHz, a druga jest stała i wynosi 3,395 MHz (filtr kwarcowy). Generator kwarcowy generuje następujące częstotliwości: 12,395 (3,5), 15,895 (7,0), 22,895 (14,0), 29,895 (21,0), 36,895 (28,0), 37,395 (28,5), 37,995 (29,1) MHz.

Transceiver został wykonany — tak jak większość urządzeń fabrycznych — techniką modułową, tzn. każdy z ważniejszych obwodów znajduje się na oddzielnej, łatwej do wymontowania płytce montażowej.

W układzie zastosowano trzy lampy (stopień końcowy i driver) jeden układ scalony, 17 tranzystorów polowych, 45 tranzystorów bipolarnych i 84 diody.

Wygląd przedniej ścianki transceivera wraz z oznaczeniem elementów regulacyjnych przedstawiono na rys. 13.4. Na płycie tej znajdują się:

1 — wskaźnik (przy odbiorze *S*-meter 0÷40 dB),
2 — przełącznik wskaźnika,
 ALC — napięcie w obwodzie automatycznej regulacji ALC,
 IP — miernik prądu anodowego stopnia końcowego 0÷350 mA,



Rys. 13.4. Szkic przedniej ścianki transceivera TS-520

 RF — miernik mocy wyjściowej nadajnika,
 HV — woltomierz napięcia anodowego 600÷1000 V,
3 — przełącznik ustalonych kanałów nadawania (jeśli zamontowane są odpowiednie kwarce),
4 — wskaźnik świetlny VFO,
5 — wskaźnik świetlny FIX (generator ustalonej częstotliwości),
6 — przełącznik RIT,
7 — wskaźnik świetlny RIT,
8 — pokrętło RIT (±2 kHz),
9 — przełącznik pracy:
 REC — odbiór,
 SEND — nadawanie,
10 — włączenie żarzenia lamp,
11 — przełącznik VOX:
 MAN — ręczne załączenie nadawania (przycisk przy mikrofonie),
 VOX — automatyczne załączenie nadawania,
12 — włączenie układu tłumienia szumów,
13 — przełącznik AGC (automatyczna regulacja wzmocnienia):
 OFF — wyłączona,
 FAST — załączona przy pracy CW,
 SLOW — załączona przy pracy SSB,
14 — przełącznik WWV (odbiór na częstotliwości 10 MHz przy podziałce dokładnej ustawionej w pozycji „0"),
15 — przełącznik MODE (wybór rodzaju pracy):
 TUNE — strojenie nadajnika,
 CW — praca na telegrafii,
 USB — praca na górnej wstędze,
 LSB — praca na dolnej wstędze,
16 — przełącznik pasm,
17 — przełącznik FUNCTION:
 CAL-FIX — kalibracja wewnętrznego VFO,
 CAL-RMT — kalibracja zewnętrznego VFO,
 CAL-25 kHz — generacja sygnałów znacznikowych co 25 kHz,

VFO — normalna praca,
VFO-R — przy odbiorze pracuje wewnętrznie VFO, a przy nadawaniu generator kwarcowy ustalonej częstotliwości,
FIX-R — przy nadawaniu pracuje VFO, a przy odbiorze generator kwarcowy,
FIX — zarówno przy nadawaniu, jak i odbiorze pracuje generator kwarcowy ustalonej częstotliwości,

18 — pokrętło strojenia,
19 — skala dokładna (0 ÷ 100 kHz — jeden obrót),
20 — skala zgrubna,
21 — regulator MIC (ustalenie wzmocnienia mikrofonu),
22 — regulator CAR (ustalenie poziomu nośnej),
23 — regulator AF-GAIN (siła głosu),
24 — regulator RF-GAIN (wzmocnienie w.cz.),
25 — regulator DRIVE (strojenie obwodów drivera),
26 — regulator PLATE (regulacja prądu anodowego lamp wzmacniacza),
27 — regulator LOAD (strojenie filtru typu π),
28 — gniazdo mikrofonowe (400 ÷ 600 Ω),
29 — gniazdo słuchawkowe (4 ÷ 16 Ω),
30 — przełącznik POWER (załączenie sieci),
31 — kreski wskaźnikowe (środkowa dla CW, boczne LSB i USB).

Oprócz wyżej wymienionych elementów regulacyjnych transceiver jest wyposażony w pokrętła do jednorazowej regulacji układów umieszczone na bocznej ściance i zasłonięte listwą ochronną.
Transceivery firmy KENWOOD serii TS-520 i TS-520SE (z zakresem powiększonym o pasmo 160 m) były jednymi z pierwszych transceiverów fabrycznych, jakie pojawiły się w naszym kraju.

13.4. Transceiver FT-102

Jest to jeden z nowszych transceiverów dziewięciopasmowych KF firmy YEASU (rys. 13.5). Podstawowe parametry urządzenia:

zakresy częstotliwości	1,8 ÷ 2, 3,5 ÷ 4, 7 ÷ 7,5, 10 ÷ 10,5, 14 ÷ 14,5, 18 ÷ ÷ 18,5, 21 ÷ 21,5, 24,5 ÷ 25, 28 ÷ 29,9 MHz
rodzaje emisji	SSB, CW, AM, FM
pobór mocy	95 W przy odbiorze, 440 W przy nadawaniu
moc doprowadzona do stopnia końcowego	240 W przy SSB i CW
	80 W przy AM
	120 W przy FM
stabilność częstotliwości	100 Hz/0,5 h
moc wyjściowa m.cz.	1,5 W/4 ÷ 16 Ω
selektywność	
SSB	2,7 kHz/−5 dB i 4,8 kHz/−60 dB
CW	600 Hz/−6 dB i 1300 Hz/−60 dB, 300 Hz/−6 dB i 800 Hz/−60 dB 500 Hz/−6 dB i 100 Hz/−60 dB, 270 Hz/−6 dB i 600 Hz/ /−60 dB
AM	6 kHz/−6 dB i 12,4 kHz/−60 dB
czułość odbiornika	
SSB	0,25 μV (1 μV bez wzmacniacza)
CW	0,18 μV (0,7 μV bez wzmacniacza)
AM	1 μV (4 μV bez wzmacniacza)
FM	0,4 μV (3 μV bez wzmacniacza)

W układzie transceivera zastosowano filtry pasmowe, wspólne przy nadawaniu i przy odbiorze o częstotliwościach 8,2 MHz i 455 kHz, o różnych szerokościach przenoszonego pasma w zależności od rodzaju emisji. Zawiera on unikalny system podwójnej przemiany częstotliwości ze zmienną szerokością pasma.
Stabilność częstotliwości zapewnia pętla PLL. Skala częstotliwości jest wykonana z wykorzystaniem układu scalonego TC5070. Pomiar polega na zliczaniu częstotliwości VFO w zakresie VFO 0,5 ÷ 1 MHz.
W układzie transceivera pracują cztery lampy (trzy we wzmacniaczu i jedna w driverze). Pozostałe układy wykonane są na tranzystorach i układach scalonych.
Wygląd płyty czołowej wraz z oznaczeniami elementów regulacyjnych pokazano na rys. 13.6. Na płycie tej znajdują się:

1 — wyłącznik sieciowy,
2 — załączenie żarzenia lamp,
3 — gniazdo mikrofonowe (600 Ω),
4 — gniazdo słuchawkowe (4 ÷ 16 Ω),
5 — przełącznik MODE (LSB, USB, TUNE, CW, AM, FM),
6 — regulator AF/FT (*AF* — pokrętło wewnętrzne służy do regulacji wzmocnienia odbieranego sygnału, *RF* — pokrętło zewnętrzne, steruje wzmocnieniem wzmacniacza wejściowego odbiornika),

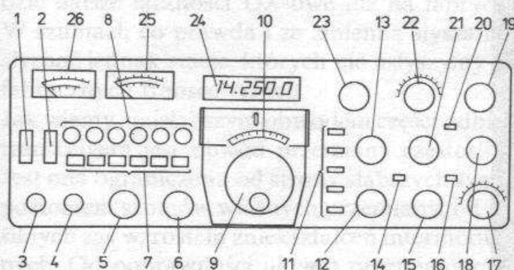


Rys. 13.5. Transceiver FT-102

7 — przyciski,
MOX — załączenie nadajnika przy strojeniu wzmacniacza mocy,
RF AMP — załączenie wzmacniacza,
NAR — załączenie dodatkowych filtrów,
PROC — załączenie kompresora dynamiki,
NB — załączenie filtru eliminującego zakłócenia impulsowe,
MONI — monitor własnego nadawania,

8 — miniaturowe pokrętła:
VOX GAIN — ustawienie czułości VOX-a,
DELAY — ustawienie opóźnienia VOX-a,
MIC GAIN — ustawienie wzmocnienia m.cz.,
COMP — ustawienie poziomu kompresji przy SSB,
NB LEVEL — ustawienie szerokości filtru NB,
SQL — ustawienie blokady szumów przy AM/FM,

9 — pokrętło strojenia VFO,
10 — analogowa skala częstotliwości,
11 — przyciski:
AGC — załączenie automatycznej regulacji wzmocnienia,



Rys. 13.6. Szkic płyty czołowej transceivera FT-102

FAST/SLOW — przełącznik stałej czasowej AGC,
ALC METER — pomiar poziomu wysterowania wzmacniacza,
RX — załączenie odbiornika,
TX — załączenie nadajnika,

12 — pokrętła:
CLAR — pokrętło środkowe umożliwiające odstrojenie częstotliwości VFO ± 2,5 kHz,
TONE — ustawienie częstotliwości wzmacniacza m.cz. odbiornika,

13 — zestaw przycisków do aktualnego wyświetlania parametrów nadajnika na skali 1:
HV — napięcie anodowe wzmacniacza,
IC — prąd katod lamp wzmacniacza,
PO — moc doprowadzona do anteny
COMP — poziom kompresji w dB,

14 — załączenie filtru NOTCH,
15 — pokrętło regulacji częstotliwości środkowej filtru NOTCH oraz strojenia częstotliwości filtru APF — pokrętło zewnętrzne,
16 — załączenie filtru APF,
17 — pokrętło do ustawiania szerokości filtru p.cz.,
18 — strojenie drivera,
19 — ustawienie poziomu fali nośnej,
20 — przycisk powodujący przesunięcie pasma o 500 kHz (dla 28 MHz),
21 — przełącznik pasm,
22 — strojenie filtru wyjściowego,
23 — strojenie układu dopasowania do anteny,
24 — skala cyfrowa,
25 — wskaźnik *S*-metra i ALC,
26 — wskaźnik HV, IC, PO, COMP, którego funkcje opisane są w punkcie 13.

13.5. Transceiver FT-901

Transceiver FT-901 (rys. 13.7) należy do grupy transceiverów firmy YEASU o bogatym wyposażeniu dodatkowym, tworzącym tak zwaną „linię".



Rys. 13.7. Transceiver FT-901

Parametry podstawowe urządzenia:

zakresy częstotliwości	1,8 ÷ 2, 3,5 ÷ 4, 7 ÷ 7,5, 14 ÷ 14,5, 21 ÷ 21,5, 28 ÷ 29,7 MHz
pobór mocy	70 W przy odbiorze 320 W przy nadawaniu
rodzaje emisji	SSB, CW, AM, FM i FSK
impedancja wyjściowa	50 ÷ 75 Ω
moc wyjściowa	180 W przy CW i SSB 80 W przy AM, FM, FSK
czułość odbiornika	0,25 μV dla $S/N = 10$ dB

Dodatkowe wyposażenie transceivera:

FV-901DM — dodatkowe VFO z krokiem 100 Hz z pętlą PLL,

FTV-901 — transwerter VHU/UHF/OSCAR rozszerza zakres pracy do 50 ÷ ÷ 430 MHz,

YO-901 — monitor umożliwiający obserwację własnego sygnału lub do przeprowadzenia próby dwutonowej,

FC-901 — urządzenie do dostrojenia anteny, umożliwiające między innymi pomiar współczynnika fali odbitej i mocy wyjściowej,

SP-901P — głośnik z dodatkowym wzmacniaczem.

Wszystkie wyżej wymienione urządzenia są wykonane w obudowach o identycznych wymiarach i zbliżonej szacie graficznej płyt czołowych.

13.6. Transceiver FT-7 B

Transceiver FT-7 B (rys. 13.8) jest jednym z transceiverów pięciopasmowych firmy YEASU przystosowanym do pracy mobil, o stosunkowo niskiej cenie. Podstawowe parametry urządzenia:

zakresy częstotliwości	3,5 ÷ 4, 7 ÷ 7,5, 14 ÷ 14,5, 21 ÷ 21,5, 28 ÷ 28,5, 28,5 ÷ 29, 29 ÷ 29,5, 29,5 ÷ 29,9 MHz
rodzaje emisji	SSB, CW, AM
zasilanie	13,5 V ± 10%
pobór prądu	0,6 A przy odbiorze 10 A przy nadawaniu
moc nadajnika	100 W input przy CW i SSB 25 W przy AM
czułość odbiornika	0,25 μV przy $S/N = 10$ dB
impedancja wyjściowa	50 Ω
stabilność częstotliwości	100 Hz/0,5 h
selektywność	2,4 kHz/ − 6 dB, 4 kHz/ − 60 dB
moc wyjściowa m.cz.	3 W/4 Ω



Rys. 13.8. Transceiver FT-7B

masa 5,5 kg
wymiary 230 × 80 × 320 mm

Urządzenie może być wykorzystane do pracy stacjonarnej przy zastosowaniu zasilacza sieciowego 13,5 V/10 A lub zasilacza zalecanego przez producenta (FP-12). Dokładniejszy pomiar częstotliwości jest możliwy przy wykorzystaniu zewnętrznego, dodatkowego cyfrowego miernika częstotliwości YC-7 B.

*
* *

W książce przedstawiono wiele opisów urządzeń nadawczo-odbiorczych oraz pomocniczych o różnym stopniu komplikacji z zastosowaniem mniej lub bardziej dostępnych elementów. Duża ilość propozycji stwarza z jednej strony możliwość wyboru układów przez doświadczonych konstruktorów, a z drugiej strony może spowodować utrudnienie w podjęciu decyzji przez mniej doświadczonych. Z tego też względu autor dokonał próby porównania i oceny rozwiązań technicznych zawartych w książce. Uznanie urządzenia za lepsze lub gorsze jest bardzo trudne, bowiem każde z nich ma swoje zalety i wady. Jak już wcześniej sygnalizowano, każde urządzenie było zbudowane i przebadane praktycznie przez konstruktora. Jednak brak dokładnych przyrządów pomiarowych powodował, że na przykład większość z opisów nie zawiera współczynnika *IP*, który charakteryzuje odporność urządzenia na silne sygnały zakłócające. Parametr ten jest ściśle związany z zakresem dynamiki odbiornika. Ze względu na zwiększające się zakłócenia na pasmach, spowodowane rosnącym zagęszczeniem stacji amatorskich i profesjonalnych, jest on coraz ważniejszy i sygnalizuje możliwość odbioru sygnałów słabych stacji DX-owych obok silnych sygnałów. Również przy starszych typach transceiverów fabrycznych parametr ten nie był podawany. Należy wiedzieć, że w początkowym okresie powstawania transceiverów problem zakłóceń intermodulacyjnych nie był jeszcze należycie doceniany. Przebadane w późniejszym czasie transceivery renomowanych firm wykazywały zbyt małe wartości *IP*. Tak więc nie należy fascynować się i bezkrytycznie podchodzić do sprzętu fabrycznego. Na sprzęcie wykonanym amatorsko można czasami przeprowadzić dalsze łączności DX-owe niż na fabrycznym. W szumach co prawda i ze zmienną słyszalnością, słychać jednak stacje, których nie usłyszymy już na fabrycznych transceiverach.

Jak wiemy, najsłabszym obwodem części odbiorczej transceivera jest obwód przemiany częstotliwości. Jest ona ograniczona od strony słabszych sygnałów poziomem szumów własnych przemiany, od strony silnych zaś wzrostem zniekształceń intermodulacyjnych. Od poprawności układu przemiany częstotliwości, szczególnie jego liniowości, zależy jakość odbieranego sygnału. Cała seria transceiverów amatorskich, do której trzeba zaliczyć również minitransceiver BARTEK, ze względu na mieszacz zbudowany na układzie scalonym charakteryzuje się gorszymi właściwościami dynamicznymi niż inne urządzenia ze zrównoważonymi mieszaczami diodowymi (ATLAS, PLESSEY, CATALINA).

Stosowanie wzmacniacza w.cz. w celu poprawienia czułości odbiornika odbywa się przeważnie kosztem zmniejszenia współczynnika *IP* o wartość wzmocnienia tego wzmacniacza na danej częstotliwości. Najogólniej rzecz biorąc składowe intermodulacyjne pojawiają się wszędzie tam, gdzie występuje zjawisko nasycenia wzmacniaczy tranzystorowych, rdzeni ferromagnetycznych czy filtrów kwarcowych.

Mieszacze bierne, do których należą czterodiodowe mieszacze pierścieniowe, mimo że nie dają wzmocnienia a tłumienie rzędu 8 dB, są coraz częściej wykorzystywane dwukierunkowo w transceiverach. Jednak nieznaczne nawet niedopasowanie między mieszaczem a filtrem kwarcowym niweczy zalety kosztownego mieszacza fabrycznego.

Mieszacz czynny, stosowany między innymi w minitransceiverze BARTEK, daje wzmocnienie około 60 dB, jest prosty w dopasowaniu, ale nie nadaje się do pracy dwukierunkowej i — jak już wielokrotnie podawano — ma słabsze parametry dynamiczne. Tak więc obydwa rozwiązania są kompromisowe i Czytelnik musi sam podjąć decyzję, czy stosować układ prosty i tańszy, godząc się z pewnymi gorszymi parametrami, czy wybrać rozwiązanie droższe i mieć możliwość osiągnięcia lepszych parametrów.

Trudno również jest doradzić, aby przy budowie wstępnych stopni dokonywać selekcji stosowanych tranzystorów pod względem szumów, kiedy konstruktor—amator z reguły nie ma takiej możliwości. Mimo to należy wiedzieć, że wśród spotykanych tranzystorów tego samego typu można spotkać takie, które mają najmniejszy współczynnik szumów. Wiedzieć należy również, że rezystory o mniejszych wymiarach „szumią" bardziej niż większe (metalizowane „szumią" mniej niż węglowe).

Oprócz elementów czynnych należy zwrócić uwagę na obwody rezonansowe. Wśród konstruktorów krążą opinie, że najlepsze są filtry przestrajane płynnie. Jednak niejednokrotnie okazuje się, że filtry zestrojone na stałe, prostsze w budowie, dają lepsze wyniki od niestarannie wykonanych filtrów przestrajanych.

Dużym problemem jest przełączanie obwodów. W transceiverze ATLAS dla wygody zastosowano przełączanie elektroniczne za pomocą diod. Jest to rozwiązanie praktyczne, ale dokładniejsze badania wykazały, że umieszczone na wejściu odbiornika

diody polaryzowane w kierunku przewodzenia stanowią z rezystorami polaryzującymi cztery „generatory szumów" w znacznym stopniu zmniejszające czułość. Oprócz tego przy przypadkowo wstawionych diodach mogą — poprzez pojemności równolegle połączonych diod nieczynnych zakresów — przenikać z anteny do mieszacza i dalej sygnały silnych stacji nadawczych, powodując zakłócenia w odbiorze sygnału użytecznego. Podobne zjawisko może występować przy zastosowaniu podwójnych przekaźników kontaktronowych, których rozwarte zestyki mogą stanowić dostateczne pojemności dla przenikania sygnałów zakłócających. Wynika z tego, że nadal najlepszym przełącznikiem jest zwykły przełącznik mechaniczny gwarantujący pewne połączenia oraz umożliwiający zwieranie do masy wejść i wyjść nie pracujących filtrów. Tak samo jest z cewkami. Solidna cewka o dużych gabarytach w porównaniu z cewką miniaturową o tej samej indukcyjności ma z reguły większą dobroć.

Jak wiadomo, oprócz szumów stopni wstępnych czy mieszacza nie można również pomijać szumów generatora, szczególnie przestrajanego, bowiem generatory kwarcowe mają szumy pomijalnie małe. Do wykonania małoszumnego układu, oprócz dobrego tranzystora należy wybierać cewki o dużej dobroci (150 ÷ 250). Rzadko można spotkać opis wykonania dobrej cewki VFO. Najprościej jest zaadaptować do generatora cewkę z demobilowego sprzętu, gdzie z reguły są one nawinięte nagrzaną taśmą srebrną lub napylane na ceramicznym korpusie.

Powszechne dążenie do stosowania syntez częstotliwości prowadzi do osiągnięcia dużej stabilności częstotliwości urządzenia przy zastosowaniu gorszych elementów *IC*. Nie można jednak do tych układów podchodzić bezkrytycznie. Jak wykazały badania szumowe, nawet dobry syntezer będzie miał gorszą czystość widmową sygnału od dobrze wykonanego VFO. Tak więc warto poświęcić więcej czasu aby doprowadzić VFO do wymaganej stabilności.

Trzeba też uprzedzić mniej doświadczonych konstruktorów o możliwości wprowadzenia trudnych do wyeliminowania zakłóceń przez większość skal cyfrowych. Szczególnie trudne do uniknięcia są zakłócenia powodowane przez układy TTL przy zasilaniu z tego samego źródła zasilania co transceiver. Należy wówczas zwrócić większą uwagę na zaekranowanie i zastosować oddzielny zasilacz.

Przy wyborze układu można kierować się dostępnością zastosowanych podzespołów bądź parametrami.

Długi cykl wydawniczy książki powoduje, że wiele urządzeń może być już przestarzałych. Będzie to świadczyło o postępie technicznym. Jednak nic nie stoi na przeszkodzie, aby na podstawie przedstawionego opisu wykonać urządzenie z zastosowaniem nowszych podzespołów o lepszych parametrach (zamiast TTL standard, TTL-LS, CMOS). Wiele niedostępnych półprzewodników, w tym np. MOSFET-ów radzieckich w transceiverze FALA można zastąpić krajowymi, pochodzącymi np. z nowych głowic TV (BF961).

Autor ma nadzieję, że przedstawione opisy będą służyć jako przykład rozwiązań konstrukcyjnych i pozwolą na czynną pracę w eterze tym krótkofalowcom, dla których cena rzędu kilku tysięcy dolarów za sprzęt renomowanych firm jest barierą nie do pokonania.



14

Dodatek

14.1. Kod maszynowy programu RTTY-OK1DXS

Adres	Kod								Check
16514	183	185	185	190	150	180	176	157	1406
16522	160	189	184	118	118	192	128	0	1098
16530	0	100	0	100	38	13	26	39	316
16538	13	26	40	13	26	41	13	26	198
16546	42	13	26	0	62	130	211	7	491
16554	0	62	64	211	7	0	62	130	536
16562	211	7	0	42	28	64	35	34	421
16570	146	64	34	148	64	62	4	211	733
16578	7	0	205	38	66	200	219	7	742
16586	0	23	218	52	65	230	4	40	632
16594	241	219	3	0	167	40	235	254	1159
16602	8	40	231	254	2	32	5	205	777
16610	17	65	24	222	33	143	64	254	822
16618	4	32	2	54	192	254	31	32	601
16626	4	54	192	24	205	254	27	32	792
16634	4	54	224	24	197	79	126	129	837
16642	38	66	111	58	57	64	214	1	609
16650	126	204	17	65	215	24	179	237	1067
16658	91	12	64	19	33	33	0	25	277
16666	1	181	2	237	176	98	107	6	808
16674	32	14	0	113	35	16	252	237	699
16682	83	14	64	33	33	3	34	57	321
16690	64	201	62	0	50	145	64	62	648
16698	33	211	7	0	6	5	14	31	307
16706	205	20	66	200	16	248	219	7	981
16714	0	230	128	202	191	64	205	38	1058
16722	6	200	167	42	148	64	237	91	1015
16730	146	64	237	82	32	9	219	7	796
16738	0	230	4	80	233	24	223	68	822
16746	77	98	107	35	237	176	42	146	918
16754	64	126	27	237	83	148	64	254	1003
16762	157	56	6	254	162	56	8	24	723
16770	205	205	182	65	200	24	199	79	1159
16778	135	129	33	191	63	133	111	124	919
16786	206	0	103	34	22	64	205	28	662
16794	17	56	179	35	78	35	70	120	590
16802	167	32	4	121	167	40	167	35	733
16810	126	229	197	205	182	65	193	225	1422
16818	200	11	24	235	254	147	40	29	940
16826	205	237	65	71	58	145	64	60	905
16834	79	120	254	194	40	30	121	254	1092
16842	59	56	27	120	254	196	40	5	757
16850	121	254	64	56	17	62	19	205	798
16858	237	65	62	19	205	237	65	62	952
16866	18	205	237	65	62	0	50	145	782
16874	64	60	201	33	192	66	1	64	681
16882	0	237	177	192	43	125	230	224	1228
16890	103	69	58	143	64	188	40	17	682
16898	62	224	14	27	188	40	4	62	621
16906	192	14	31	50	143	64	205	20	719
16914	66	72	197	205	38	66	193	200	1037
16922	219	7	0	230	1	40	243	121	861
16930	211	3	0	201	237	75	37	64	828
16938	121	60	40	2	120	60	202	183	788
16946	66	58	144	64	254	128	192	205	1111
16954	189	7	126	254	64	56	76	254	1026
16962	227	32	5	175	211	7	0	201	858
16970	254	119	32	27	42	146	64	237	921
16978	75	148	64	237	66	40	96	11	737
16986	237	67	148	64	42	12	64	1	635
16994	23	3	9	54	136	24	80	254	583
17002	118	32	4	62	147	24	28	14	429
17010	157	254	117	40	21	12	254	218	1073
17018	40	16	12	254	222	40	11	12	607
17026	254	223	40	6	12	254	114	40	943
17034	1	201	121	167	42	146	64	36	778
17042	36	237	75	148	64	237	66	56	919
17050	33	42	148	64	35	119	34	148	623
17058	64	237	91	12	64	33	248	2	751
17066	25	84	93	35	1	31	0	237	506
17074	176	43	119	24	2	62	128	50	604
17082	144	64	175	60	201	0	9	42	695
17090	18	38	0	56	46	58	19	41	276
17098	55	47	51	43	40	48	57	63	404
17106	49	60	45	62	53	54	52	39	414
17114	44	168	50	61	59	181	9	31	603
17122	18	22	0	11	36	35	19	23	164
17130	32	12	26	0	14	16	33	21	154
17138	17	30	13	34	28	29	37	15	203
17146	0	168	27	24	20	181			

14.2. Pasma podstawowe

Lp.	Zakres częstotliwości	Zezwolenie	Status	Emisje podstawowe	Emisje dodatkowe
1	2	3	4	5	6
1	1830÷1850 kHz	D—F	Pex	A1A, A2A, F18, F2B, J2B, A3E, J3E, R3E	
2	3500÷3580 kHz	C—F	P	A1A, A2A	
3	3580÷3600 kHz	D—F	P	A1A, A2A, F1B, F2B, J2B	
4	3600÷3620 kHz	D–F	P	A1A, A2A, F1B, F2B, J2B, A3E, J3E, R3E	
5	3620÷3730 kHz	D—F	P	A1A, A2A, A3E, J3E, R3E	
6	3730÷3740 kHz	D—F	P	A1A, A2A, A3E, J3E, R3E	A1C, A2C, A3C, F1C, F2C, F3C, J2C, J3C
7	3740÷3800 kHz	D—F	P	A1A, A2A, A3E, J3E, R3E	
8	7000÷7035 kHz	C—F	Pex	A1A, A2A	
9	7035÷7040 kHz	D—F	Pex	A1A, A2A, F1B, F2B, J2B	A1C, A2C, A3C, F1C, F2C, F3C, J2C, J3C
10	7040÷7045 kHz	D—F	Pex	A1A, A2A, F1B, F2B, J2B, A3E, J3E, R3E	A1C, A2C, A3C, F1C, F2C, F3C, J2C, J3C
11	7045÷7100 kHz	D—F	Pex	A1A, A2A, A3E, J3E, R3E	
12	10100÷10140 kHz	D—F	S	A1A, A2A	
13	10140÷10150 kHz	D—F	S	A1A, A2A, F1B, F2B, J2B	
14	14000÷14070 kHz	D—F	Pex	A1A, A2A	
15	14070÷14100 kHz	D—F	Pex	A1A, A2A, F1B, F2B, J2B	
16	14100÷14225 kHz	D—F	Pex	A1A, A2A, A3E, J3E, R3E	
17	14225÷14235 kHz	D—F	Pex	A1A, A2A, A3E, J3E, R3E	A1C, A2C, A3C, F1C, F2C, F3C, J2C, J3C
18	14235÷14350 kHz	D—F	Pex	A1A, A2A, A3E, J3E, R3E	
19	18068÷18100 kHz	D—F	P	A1A, A2A	
20	18100÷18110 kHz	D—F	P	A1A, A2A, F1B, F2B, J2B	
21	18110÷18158 kHz	D—F	P	A1A, A2A, A3E, J3E, R3E	
22	21000÷21080 kHz	D—F	Pex	A1A, A2A;	
23	21080÷21120 kHz	D—F	Pex	A1A, A2A, F1B, F2B, J2B	
24	21120÷21150 kHz	D—F	Pex	A1A, A2A;	
25	21150÷21335 kHz	D—F	Pex	A1A, A2A, A3E, J3E, R3E	
26	21335÷21345 kHz	D—F	Pex	A1A, A2A, A3E, J3E, R3E	A1C, A2C, A3C, F1C, F2C, F3C, J2C, J3C
27	21345÷21450 kHz	D—F	Pex	A1A, A2A, A3E, R3E, J3E	J3C
28	24990÷24920 kHz	D—F	S	A1A, A2A	
29	24920÷24930 kHz	D—F	S	A1A, A2A, F1B, F2B, J2B	
30	24930÷24990 kHz	D—F	S	A1A, A2A, A3E, J3E, R3E	
31	28000÷28050 kHz	D—F	Pex	A1A, A2A	
32	28050÷28150 kHz	D—F	Pex	A1A, A2A, F1B, F2B, J2B, A1D, A2D, F1D, F2D, J2D	
33	28150÷28200 kHz	D—F	Pex	A1A, A2A	
34	28200÷28675 kHz	D—F	Pex	A1A, A2A, A1D, A2D, F1D, F2D, J2D, A3E, F3E, G3E, J3E, R3E	
35	28675÷28685 kHz	D—F	Pex	A1A, A2A, A1D, A2D, F1D, F2D, J2D, A3E, F3E, G3E, J3E, R3E	A1C, A2C, A3C, F1C, F2C, F3C, F2C, J3C
36	28085÷29700 kHz	D—F	Pex	A1A, A2A, A1D, A2D, F1D, F2D, J2D, A3E, F3E, G3E, J3E, R3E	
37	144÷146 MHz	A—F	P	A1A, A2A, F1B, F2B, J2B, A1D, A2D, F1D, F2D, J2D, A3E, F3E, G3E, J3E, R3E	A1C, A2C, A3C, F1C, F2C, F3C, J2C, J3C
38	430÷440 MHz	A—F	S	A1A, A2A, F1B, F2B, J2B, A1D, A2D, F1D, F2D, J2D, A3E, F3E, C3E, J3E, R3E, A3F, C3F, F3F, J3F	A1C, A2C, A3C, F1C, F2C, F3C, J2C, H3C

Pasma dodatkowe

Lp.	Zakres częstotliwości	Status	Moc maks. [W]	Emisje podstawowe	Emisje dodatkowe
1	2	3	4	5	6
39	3810÷1830 kHz	S	10	A1A, A2A, F1B, F2B, J2B, A3E, J3E, R3E;	
40	1850÷1980 kHz	S	10	A1A, A2A, A3E, J3E, R3E	
41	1294÷1299 MHz	S	10	A1A, A2A, F1B, F2B, J2B, A1D, A2D, F1D, F2D, J2D, A2E, F3E, G3E, J3E, R3E	A1C, A2C, A3C, F1C, F2C, F3C, J2C, J3C
42	1268÷1270 MHz	S	20	A1A, A2A, F1B, F2B, J2B, A1D, A2D, F1D, F2D, A3E, F3E, G3E, J3E, R3E	A1C, A2C, A3C, F1C, F2C, F3C, J2C, J3C
43	10÷10,5 GHz	S	1	A1A, A2A, F1B, F2B, J2B, A1D, A2D, F1D, F2D, J2D, A3E, F3E, G3E, J3E, K3E, L3E, M3E, R3E, A3F, C3F, F3F, J3F	A1C, A2C, A3C, F1C, F2C, F3C, J2C, J3C
44	24÷24,05 GHz	2	0,5	A1A, A2A, F1B, F2B, J2B, A1D, A2D, F1D, F2D, J2D, A3E, F3E, G3E, J3E, K3E, L3E, M3E, R3E, A3F, C3F, F3F, J3F	A1C, A2C, A3C, F1C, F2C, F3C, J2C, J3C

Od 15.01.1993 r. Zarządy Okręgowe Państwowej Agencji Radiokomunikacyjnej po złożeniu wniosku rozszerzają posiadane zezwolenia kategorii I o pasmo 50 MHz
— zakres częstotliwości pracy 50÷52 MHz
— moc maks 10 W
— emisje: A1A, A3E, J3E,
— sprzęt: nadajnik (transceivery) wymagają homologacji PAR

Oznaczenie symboli

A — zezwolenie kategorii II 15 W
B — zezwolenie kategorii II 50 W
C — zezwolenie kategorii I 15 W
D — zezwolenie kategorii I 50 W
E — zezwolenie kategorii I 250 W
F — zezwolenie kategorii I 750 W
Pex — zakres częstotliwości przeznaczony dla służby amatorskiej — praca stacji amatorskich na zasadzie wyłączności,
P — zakres częstotliwości przeznaczony nie tylko dla służby amatorskiej — praca stacji amatorskich na zasadzie pierwszeństwa,
S — zakres częstotliwości przeznaczony nie tylko dla służby amatorskiej — praca stacji amatorskich na zasadzie drugorzędności,
A1A — telegrafia niemodulowana (CW),
A2A — telegrafia modulowana, zarówno kluczowanie fali nośnej, jak i modulacji,
F1A — telegrafia z przesuwem częstotliwości odbierana na słuch (FSK),
F1B — telegrafia z przesuwem częstotliwości odbierana automatycznie (RTTY),
A3E — telefonia dwuwstęgowa z modulacją amplitudy (AM),
H3E — telefonia jednowstęgowa z modulacją amplitudy i pełną falą nośną (SSB),
J3E — telefonia jednowstęgowa z modulacją amplitudy i wytłumioną falą nośną (SSB),
R3E — telefonia jednowstęgowa z modulacją amplitudy i zredukowaną lub regulowaną falą nośną (SSB),
F3E — telefonia z modulacją częstotliwości (FM),
G3E — telefonia z modulacją fazy (FM),
C3F — telewizja szybkoanalizująca (ATV),
K3E — telefonia z modulacją impulsową amplitudową,
L3E — telefonia z modulacją impulsową szerokościową,
M3E — telefonia z modulacją impulsową fazową.

W nawiasach podano zwyczajowe, tradycyjne oznaczenia emisji.

Uwagi:

1. Można wykorzystywać wszystkie częstotliwości tylko wewnątrz w/w zakresów, tzn. całe pasmo emisji musi być wewnątrz zakresu. Nie wolno pracować na częstotliwości granicznej zakresu.
2. Zezwolenie nabiera ważności w terminie 7 dni od daty zaktualizowania ewentualnie wydania.
3. Posiadacz zezwolenia jest obowiązany do powiadomienia Okręgowego Inspektoratu Państwowej Agencji Radiokomunikacyjnej (PAR)
   — o nabyciu lub wykonaniu każdego urządzenia radiowego nadawczego lub nadawczo-odbiorczego przystosowanego do pracy w pasmach amatorskich przedstawiając karty ewidencyjne urządzenia w trzech egzemplarzach,
   — o odstąpieniu, sprzedaży, zniszczeniu itp. każdego urządzenia w terminie jednego miesiąca.
4. O kradzieży lub utracie urządzenia radiowego posiadacz zezwolenia jest obowiązany niezwłocznie powiadomić organa Policji i Okręgowy Inspektorat PAR.
5. W przypadku wyjazdu za granicę na okres dłuższy niż 1 miesiąc, należy deponować zezwolenie we właściwym terenowo OI PAR.
6. Emisje w systemie PACKET RADIO są przydzielane na indywidualne dodatkowe wystąpienia krótkofalowców do Okręgowego Inspektoratu PAR.

Tablica D1. Wykaz emisji przeznaczonych dla służby amatorskiej

Emisje podstawowe					Emisje dodatkowe	
Telefonia łącznie z radiofonią	Telegrafia do odbioru słuchowego	Telegrafia do odbioru automatycznego RTTY	Transmisja danych, telemetria, zdalne sterowanie	Telewizja (kanał wizyjny)	Fototelegrafia SSTV	Emisje PACKET RADIO
A3E	A1A	A1B	A1D	A3F	A1C	F2B na UKF
F3E	A2A	A2B	A2D	C3F	A2C	J2B na KF
G3E	F1A	F1B	F1D	F3F	A3C	
H3E	F2A	F2B	F2D	J3F	F1C	
J3E	J2A	J2B	J2D		F2C	
R3E					F3C	
L3E					J2C	
M3E					J3C	

Literatura

1. Bieńkowski Z., Lipiński E.: *Anteny KF i UKF.* WKŁ 1978
2. Bieńkowski Z.: *Poradnik ultrakrótkofalowca.* WKŁ 1988
3. Bunin S. G., Jailenko L. P.: *Sprawocznik radiolubitiela korotkowołnowika.* Tiechnika, Kijew 1984
4. Chojnacki W.: *Amatorska łączność radiotelefoniczna FM w pasmie 144 MHz.* ZG PZK 1983
5. Chojnacki W.: *Instalowanie i wyposażenie radiostacji amatorskich.* WKŁ 1986
6. Chojnacki W.: *Pracownia krótkofalowca.* WKŁ 1981
7. Chojnacki W.: *Układy nadawcze i odbiorcze dla krótkofalowców.* WKŁ 1979
8. Chojnacki W.: *Układy półprzewodnikowe w urządzeniach krótkofalarskich.* WKŁ 1972
9. Chojnacki W.: *Układy scalone w urządzeniach krótkofalarskich.* WKŁ 1983
10. Girulski R.: *Amatorskie urządzenia krótkofalowe.* WNT 1971
11. Janeczek A.: *Konstrukcje krótkofalarskie dla początkujących.* WKŁ 1990
12. Konwicki J., Konwiński W., Lachowski Z.: *Amatorska pelengacja – łowy na lisa.* WKŁ 1974
13. Kossobudzki L., Ładno J.: *Amatorskie nadajniki KF i UKF.* WKŁ 1969
14. Kossobudzki L., Konwiński W., Ładno J.: *Podręcznik radioamatora krótkofalowca.* WKŁ 1970
15. Leszczyński J.: *Cyfrowe układy scalone w urządzeniach KF i UKF.* ZG PZK 1985
16. Lewińska A., Lewiński K.: *Nomogramy i tablice radiotechniczne.* WKŁ 1970
17. Pappenfus E. W.: *Technika jednowstęgowa.* WNT 1968
18. Pieńkos J., Turczyński J.: *Układy scalone TTL w systemach cyfrowych.* WKŁ 1980
19. Słomczyński K.: *ABC krótkofalowca.* WKŁ 1988
20. Słomczyński K.: *Amatorska radiolokacja sportowa.* ZG PZK 1981
21. Szpakowski Z.: *Pomiary w praktyce krótkofalarskiej.* WKŁ 1978
22. Szpakowski Z.: *Układy scalone w zastosowaniach.* WKŁ 1977
23. Praca zbiorowa: *Informator krótkofalowca.* WKŁ 1972, 1973, 1974, 1975
24. Praca zbiorowa: *Poradnik radioamatora.* WKŁ 1978
25. Praca zbiorowa: *Radiojeżegodnik*, DOSAAF, Moskwa 1984, 1985, 1986
26. Praca zbiorowa: *Sprawocznik radiolubitiela.* Naukowa Dumka, Kijew 1982
27. Praca zbiorowa: *W pomoszcz radiolubitielu.* DOSAAF, Moskwa 1983, 1984, 1985
28. Praca zbiorowa: *Circuit Handbook.* G-QRP Club, Birmingham 1983
29. *Łuczszije konstrukcji 29 i 30 wystawok tworczestwa radiolubitielej.* DOSAAF, Moskwa 1984
30. *Nuova Eletronica.* 1979/66 (Włochy)
31. *Professionl Radio Applications.* Plessey Semiconductors Ltd. Swindon 1984
32. Katalog CEMI
33. Katalog POLFER
34. Katalog TELFA
35. Katalog LUMEL
36. Katalog ZATRA
37. *Amaterskie Radio.* (Czechosłowacja), 1980 ÷ 1990
38. *Biuletyn Polskiego Związku Krótkofalowców.* 1980 ÷ 1990
39. *Funkamateur.* (NRD). 1980 ÷ 1989
40. *Radio.* (ZSSR), 1980 ÷ 1990
41. *Radio Communication.* (Wielka Brytania), 1983 ÷ 1986
42. *Radiotechnika.* (Węgry), 1988
43. *Radioelektronik*, 1980 ÷ 1990
44. Materiały reklamowe, aplikacyjne i instrukcje firm: ICOM, KENWOOD, YAESU